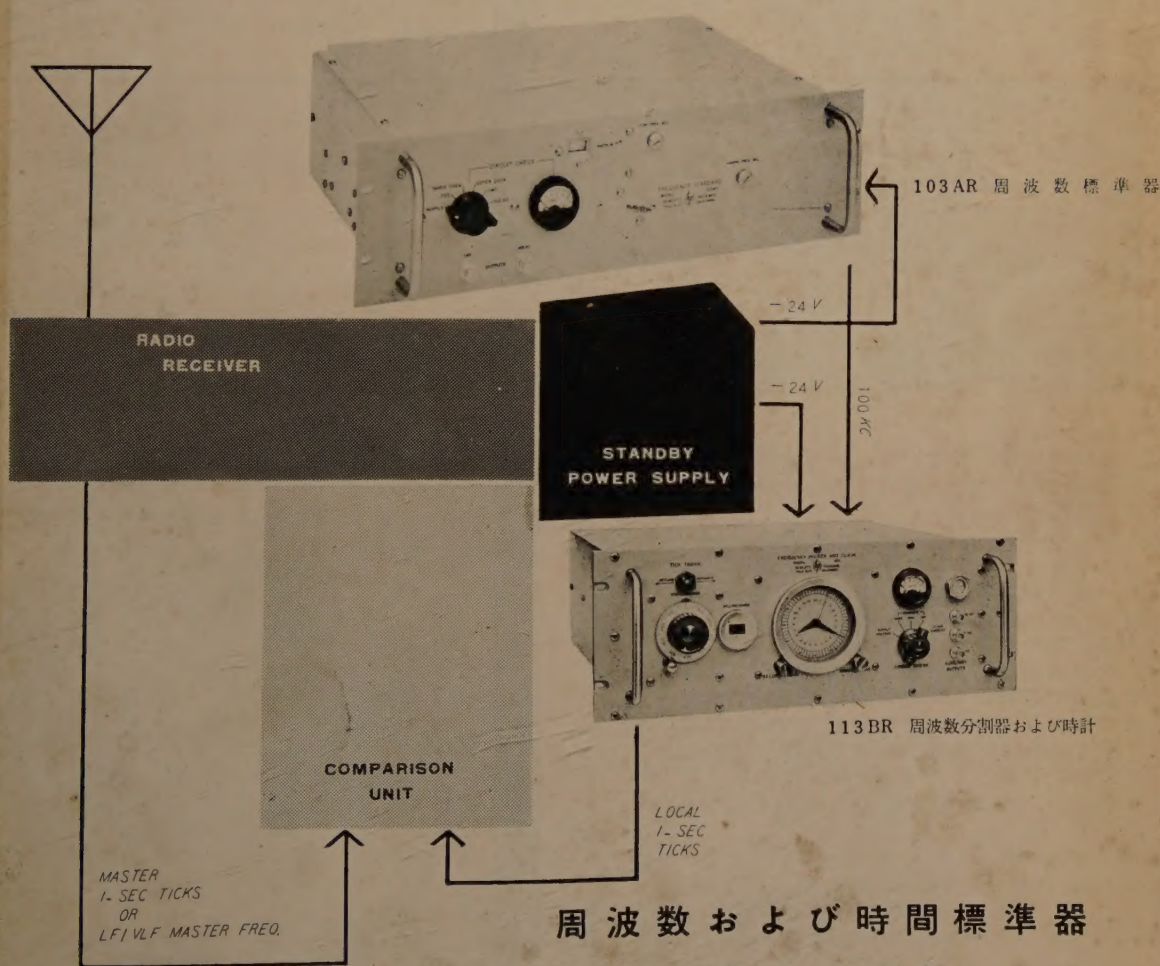


電気通信学会雑誌

The Journal of the Institute of
Electrical Communication Engineers of Japan

昭和36年10月

OCT. 1961



周波数および時間標準器
関 商 事 株 式 会 社

社団法人 電気通信学会

The Institute of Electrical Communication Engineers of Japan

CR-100形広帯域歪率測定器



本器は30%~100kc間の歪率測定,30%~300kc間の電力,電圧レベルおよび雑音の測定に使用する装置であります。操作は全面的押ボタン切換を採用しており,歪率,レベル,雑音すべてdBおよび%による直読方式であります。

規 格

入力インピーダンス	600 Ω (平衡), 10K Ω (平衡), 100K Ω (不平衡)
歪率測定	基本波周波数 30%~100kc 連続可変 測定範囲 30%~30kcの間30%~0.1% 30kc~100kcの間30%~0.2%
レベル測定	0dB~-70dB
雑音測定	0dB~-70dB
確 度	歪率, レベル, 雑音ともに $\pm 5\%$ 以内
寸 法・重量	516 (巾) \times 224 (高さ) \times 310 (奥行) \cdot 19kg

芝電の 測定器

Shibaden

本器はNTSC方式における複合カラー信号中の色度信号を測定するために設計されたもので,カラープレクサが正しく調整されているか,または完成されたカラーバー信号を取扱っている伝送機器が正常な位相・振幅関係をたもっているかどうかを監視し,また敏速な測定を行うのに非常に便利な測定器であります。

なお本器は,一般のオシロスコープ装置で観測する場合と同様に水平掃引表示も可能ですから,特に正常な位相の測定を必要とする場合は零調整法により内部精密位相器で測定することができます。これにより微分位相,微分利得の測定も可能であります。

規 格

入力信号	NTSC方式による複合カラー信号 (2信号) 映像 1Vp-p 同期 0.4Vp-p 75 Ω 不平衡
外部副搬送波入力	3.579545Mc 副搬送波 2Vp-p以上
位相測定範囲	0~200° 連続可変
位 相 確 度	ベクトル表示において $\pm 2^\circ$ 水平掃引表示 (零調整法) において $\pm 1^\circ$ 2信号比較 $\pm 3\%$
飽和度測定	ベクトル表示と水平掃引表示 (期間 1H)
表示方式	3.59Mc
校正信号	AC 100V 50%または60% 約350VA
電源	AC 100V 50%または60% 約350VA
寸 法	500 (巾) \times 250 (高さ) \times 470 (奥行)

749A形ベクトルスコープ



芝電 株式会社 芝電 測定器 株式会社

本社 営業所 東京都千代田区内幸町2丁目20番地
日比谷会館ビル6階 電話 (591) 4241~8代表
八王子工場 八王子市大和田町1664 八王子 (2) 6121 (代表)
営業所 名古屋 (24) 5141 大阪 (36) 1171 福岡 (3) 2622

日立 アルペス スタルペス ケーブル

アルペス、スタルペスケーブルとは外被に従来使用されてきた鉛の代りに、ひだ付金属テープとプラスチックとを併用した通信ケーブルであります。

その構造はアルペスケーブルではプラスチック絶縁の燃合わせ線心上に、ひだ付アルミテープを縦添えしポリエチレンを被覆したものであり、スタルペスケーブルは絶縁体に高度の防湿性を要求される紙またはパルプを使用しているの、燃合わせ線心上にはひだ付アルミテープとひだ付鋼テープを縦添えし、鋼テープの合せ目は半田付けして完全水密型とした後、ポリエチレン被覆を行っております。

これらのケーブルは資源的に不足な鉛を使用しない上に、製造原価が安くなり、軽量であること、

機械的強度および遮蔽効果が良好なこと、運搬、取扱、布設が容易であることなどの特長があり、米国ではこの外装方式のケーブルが大量に使用されています。

わが国でも電電公社ではこのケーブルを採用しておりますが、この方式は以上のようなすぐれた特長があるため、通信ケーブルばかりでなく、制御ケーブル、信号用ケーブルなど広い分野に応用が可能で、需要はきわめて増加する情勢にあります。

日立電線ではこのケーブルを開発したウエスタン、エレクトリック社と技術提携を行い、新通信ケーブル工場における新鋭設備の整備と相まって量産能勢を終り各方面の需要にこたえています。

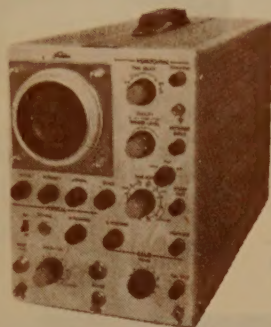


日立電線株式会社

本
営
販
業
所
所

東京 都千代田区丸の内2の16番地
大 阪・福 岡・名 古 屋
札 幌・仙 台・広 島・富 山

すぐれた性能を発揮する!! *Toshiba* 東芝の電子応用測定器



(1031シンクロスコープ)

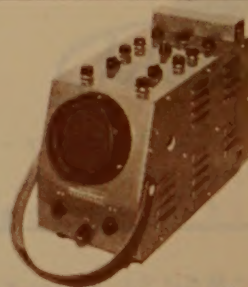
シンクロスコープ

- 30Mc 3053シンクロスコープ(プラグイン)
- 15Mc 1551シンクロスコープ
- 1552シンクロスコープ(プラグイン)
- 10Mc 1052シンクロスコープ
- 1031シンクロスコープ
- 10D1シンクロスコープ(2要素プラグイン)
- 5 Mc 534 シンクロスコープ
- 535 トランジスタシンクロスコープ
- 2 Mc 2D1シンクロスコープ(2要素プラグイン)
- 1 Mc 1D3シンクロスコープ(2要素)
- メモリーシンクロスコープ

オシロスコープ

- 150kc ミニオシロスコープ
- 2要素オシロスコープ
- 500kc 75 mmオシロスコープ
- 130mmオシロスコープ
- 100kc 6チャンネルオシロスコープ

- ST-1612B
- ST-1795A
- ST-1248D
- ST-1747A
- ST-1659A



(ミニオシロスコープ)



(真空管電圧抵抗計)

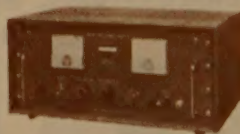
- 真空管電圧電流抵抗計
- ST-1349A
- 計数式周波数計
- ST-1929C
- トランジスタ交流ブリッジ
- ST-1972A



(低周波発振器)

- 真空管電圧抵抗計
- ST-2130A
- 低周波発振器
- ST-2156A
- 高感度ユニバーサルテスタ
- FS-2994A

トランジスタ安定電源装置



(DG-2806A)

- DG-2806A
- DG-2805A
- DG-3036A

- 各種 TVサービス用測定器
- 各種 TVスタジオ用測定器
- 各種 単流導波管、サーキュレータ
- 同軸形アイソレータ

※お問合せは、通信機事業部〈東京都千代田区内幸町1
の1 電話東京(501)5411〉をお願いいたします。

東京芝浦電気株式会社

新製品



10.7MC SERIES STANDARD CRYSTAL FILTERS

APPLICATIONS

• AM, FM, SSB RECEIVERS • DOPPLER RADAR SYSTEMS • FSK SYSTEMS
• FIXED CHANNEL RECEIVERS • SPECTRUM ANALYZERS

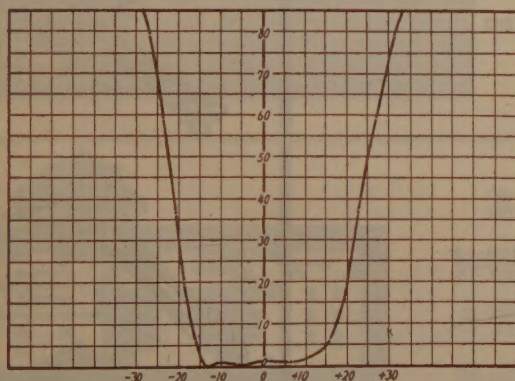
SYMMETRICAL BANDPASS

MODEL NO	CENTER FREQUENCY	BANDWIDTH 6 db	BANDWIDTH 60 db	INSERTION LOSS (MAX)	PASS BAND VARIATION (MAX)	IMPEDANCE OHMS (NOMINAL)	CASE SIZE L. W. H
10 M-A	10.7 Mc	30 Kc	60 Kc	6 db	3 db	2,500	80 × 24 × 30mm
10 M-B	"	15 Kc	30 Kc	"	"	1,000	"
10 M-E	"	6 Kc	15 Kc	"	2 db	500	"
10 M-F	"	3.5 Kc	10 Kc	"	"	300	"
10 M-H	"	0.5 Kc	2 Kc	"	"	2,000	"
10 M-J	"	30 Kc	50 Kc (75 db)	8 db	3 db	2,000	117 × 24 × 30mm

CRYSTAL DISCRIMINATOR

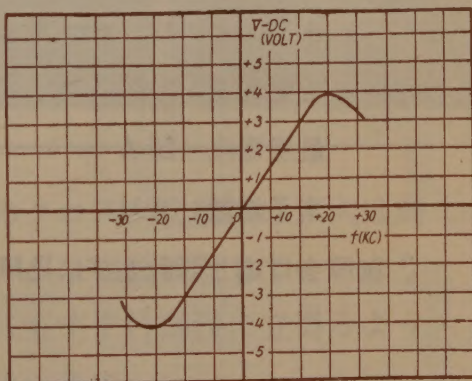
MODEL NO	CENTER FREQ	BAND WIDTH	IMPEDANCE OHMS	CASE SIZE L.W.H.
10M-DC	10.7 Mc	50 Kc PEAK TO PEAK	INPUT 10K. OUTPUT 500K	25 × 20 × 25mm

MODEL 10-MA
ATTENUATION VS. FREQUENCY



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc
CENTER FREQUENCY

MODEL 10M-DC
10.7Mc DISCRIMINATOR



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc
CENTER FREQUENCY

同一外形互換性を考えた10.7Mc 系例既設計、高信頼性の高周波水晶炉波器を御推奨いたします。
尚、特に新規設計にも応じますから何卒御用命の程御待ち申上げて居ります。



東洋通信機株式會社

本社及工場 神奈川県川崎市塚越3丁目484番地 電話 川崎(2) 3771-3779, 2766
東京営業所 東京都千代田区霞ヶ関3丁目3番地 鋼鉄ビル内 電話 東京 (591) 1973, 1974
大阪営業所 大阪市西区江戸堀上通り2丁目37番地(荻吉ビル) 電話 土佐堀 (44) 4332-6
福岡営業所 福岡市天神町58番地 天神ビル 電話 福岡 (75) 6031, 6416



住友電工の

電子冷却パネル

パワートランジスタをはじめ、種々のエレクトロニクス部品その他従来の方法では冷却困難な小部分の冷却に最適のものです。

仕様例 (SCU-825型)

吸熱量 3 W

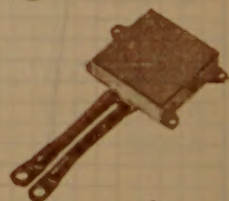
サイズ 12.7 mm × 39 mm × 39 mm

所要電圧 0.8 V

最適電流 25 A

素子対数 8 対

御照会に応じ設計並びに見積を承ります。



住友電気工業株式会社

本社 大阪市此花区恩貴島南之町六〇
支社 東京都港区芝琴平町一



富士通

クロスバ交換機

富士通のクロスバ交換機は、大は局装置から、小は私設装置まで、いかなる御要求にもすぐに御役に立得るよう準備されています。



富士通信機製造株式会社

東京都千代田区丸の内3の2 電話 (281) 6221(大代表)

三井の電線・ケーブル



自己支持型通信ケーブル

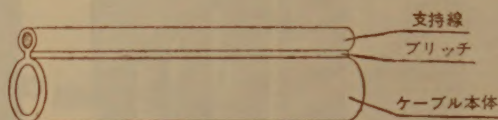
このケーブルは支持線とケーブル本体を一体にした構造をもつもので、ダルマ型、巻付型、平行型、8の字型など種々の構造があります。

従来は支持線を張り、ケーブルを架線して仮止めし、さらにハンガー掛けを行なうという面倒な架線法が行われていましたが、このケーブルを用いればたゞ度の架線工事ですみ、建設費が安くなり、工期が短縮され保守費が低減されるなどの利点があります。

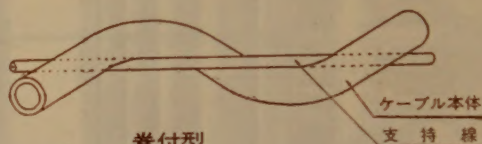
また支持線にもビニル被覆が施されてあるため配電線混触障害の恐れがなく、乗害および塩害のある地域でもケーブル事故の心配がないと云う利点があります。

支持線は伝送特性に悪影響を及ぼさないように設計してありますから、線心燃構成を適当にすれば搬送通信も可能であります。

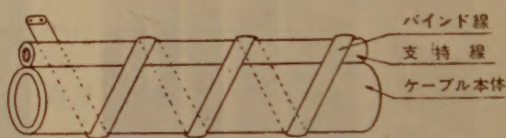
自己支持型ケーブルではハンガーの取付、取替えが不要なので宙乗り作業を行わなくなるため、支持線は細いものでよいことになります。



ダルマ型



巻付型



平行型



8の字型

西日本電線株式會社

本社・工場	大分市大字駄原2899番地	電話大分(2)6141(代表)
東京営業所	東京都日本橋室町三井ビル内	電話東京(241)5084
大阪営業所	大阪市北区中之島三井ビル内	電話大阪(44)3731
福岡営業所	福岡市天神町39三井銀行ビル内	電話福岡(76)4731
名古屋出張所	名古屋市広小路西通三井物産ビル内	電話名古屋(54)3171
小倉出張所	小倉市京町10-281五十鈴ビル内	電話小倉(5)2810
札幌出張所	札幌市北二条西3丁目越山ビル内	電話札幌(2)2056
熊本駐在所	熊本市大江町九品寺294の1	電話熊本(4)3343

Accuracy 0.2dB

高精度・広帯域の直示式レベルメータ

PM-15型 高感度交流真空管電圧計

本器は交流専用の高感度、広帯域、広範囲、高入力抵抗の真空管電圧計で微小電圧の測定に最適のものであります。また高精度・広帯域の直示式レベル測定器として使用できますので、TV、音響機器、搬送機器などに広い応用範囲があります。

測定範囲

1mV~300V, -58dB~+52dB, 12レンジ

精度

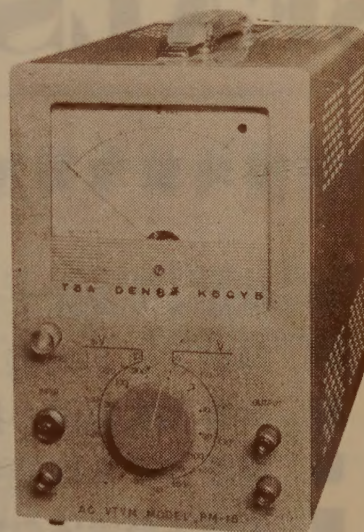
フルスケールの±2% (20c/s~1Mc)
±5% (10c/s~4Mc)

入力インピーダンス

約10MΩ 30pF, 付属プローブで並列容量15pF

寸法・重量

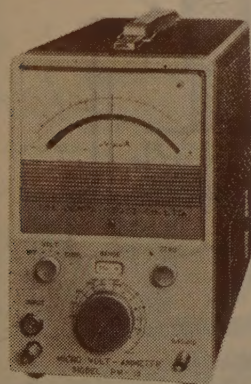
150(幅)×230(高)×285(奥)mm・約7kg



PM-18型 高感度直流電圧電流計

直流専用の高感度・広範囲の微小電圧電流計であって、従来測定困難な微小電圧電流を安定正確に測定できます。半導体、放射線その他の関係に広い応用範囲があります。

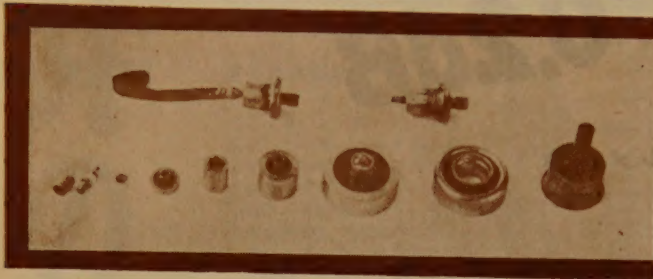
測定範囲	電圧 0 ~ ±30V ~ 100V	14レンジ
	電流 0 ~ ±3μA ~ 100μA	16レンジ
入力抵抗	すべてのレンジで10MΩ	
電圧降下	100μA以上で	1mV
	30μAで	300μV
	10μAで	100μV
	3μAで	30μV



東亜電波工業株式会社

本社 東京都新宿区諏訪町 235-1 電話 (369) 0101 (代)
出張所 大阪市東区淡路町 3 の 6 船場ビル 電話 (23) 6547
小倉市大門町 82 電話 (5) 5455
サービスステーション 名古屋・福岡

HERMETIC



SEALS



NEC ハーメチック シール

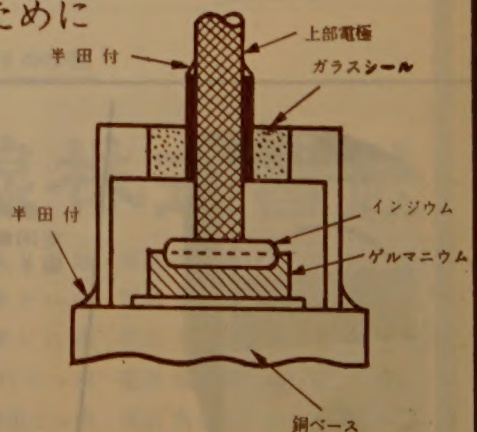
半導体整流器用 気密硝子端子

- 低圧より高圧まで
- 検波用より大電力用まで
- 許容温度範囲の拡張に
- 漏洩による機能劣化防止に
- 半導体整流体の特性を生かすために

●ハーメチックシールは、電気機器部品等を容器の中に密閉する場合の導入端子として用いられるものであります。

●ハーメチックシールは外周が金属でできていて半田付等の方法で容易に容器に接続することができるようになっており、中央のリードとの間は特殊ガラスで完全に絶縁されております。

使用例



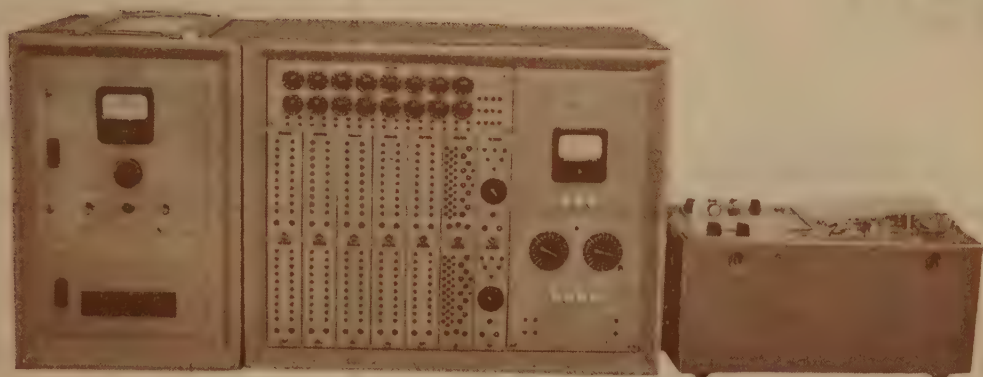
新日本電気株式會社

東京事務所 東京都千代田区丸の内1丁目8番地(新住友ビル)

電話 (211) 2311 (代表)

大阪事務所 大阪市北区梅田2番地(第一生命ビル)

電話 (36) 3271 (代表)



NEAC -T100

トランジスタ式アナログ計算機

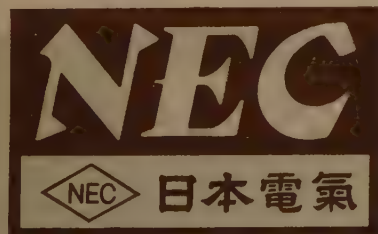
このトランジスタ式アナログ計算機はNEAC-T100と称し従来の電子管式と同様に線形、非線形を含む高階の微分方程式を解くに適した構成を有しております。しかも電子管式に比較して著しく小形・軽量になっており、性能上も何等遜色がないばかりか、低速度形と繰返し形の両方を兼用できる特長を有しておりますから、計算には一段と便利になっております。

■ 主な特長

1. 低速形と繰返し形が兼用できる
2. 演算要素の組合わせが自由に変形できる
3. 小形・軽量で持ち運びができる
4. 取扱が簡単である
5. 精度が良好である
6. 消費電力が僅少である
7. 価格が低廉である

■ 演算要素

ユニット名	規 格
1 加算積分器	1. 入力倍率 10, 5, 1, 1, 1, 1 2. 最大出力 $\pm 10V$ 3. 最大負荷 $2K\Omega$ 4. 単体精度 $\pm 0.2\%$ 5. 演算抵抗 メタルフィルム抵抗 6. 演算コンデンサ ポリエチレン
2 加算係数器	1. 入力倍率 10, 5, 1, 1, 1, 1 2. 最大出力 $\pm 10V$ 3. 最大負荷 $2K\Omega$ 4. 単体精度 $\pm 0.2\%$ 5. 演算抵抗 メタルフィルム抵抗
3 乗 算 器	1. 方 式 時分割式 2. 入 力 X, Y 3. 出 力 $\pm 10V, 2K\Omega$ 負荷 4. 乗算係数 $1 \sim 10$ 5. 精度 (静特性) 約 0.5%
4 折線近似関数発生器	1. 折 線 数 10本 2. 最大出力 $\pm 10V, 3. 最大負荷, 2K\Omega$
5 係数ポテンシオメータ	16個 $10K\Omega, 10$ 回転, 0.2%
6 制 御 回 路	1式 CHECK, RESET, COMPUT, HOLD の各命令レコードの起動・停止、低速、繰返しの切換
7 指 示 器	1式 各要素の出力監視
8 記 録 器	1式 2ch ペン書、トランジスタ式増幅器使用
9 電 源 装 置	1式 入 力 AC $85 \sim 110V, 48 \sim 62c/s$ 出 力 高安定化直流電源
10 添 付 器	1式



東京都高輪局区内 (451) - 1171

カタログ御入用の方は電子機器事業部営業部へ

SWCC

—— 遅延線のパイオニア ——

小型・広帯域

DELAY LINE

MDS 小型遅延素子

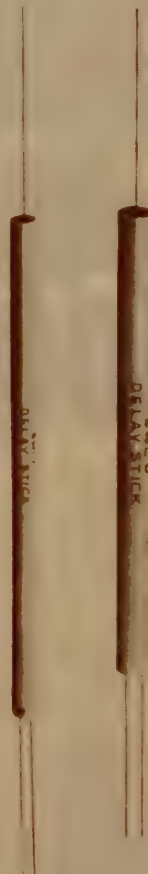
特性インピーダンス $1,000 \sim 2,000 \Omega$
 遅延時間 $1 \mu S$ 以下
 立上り時間 約 $0.1 \mu S$ ($1 \mu S$ 遅延)

DLV 連続可変遅延素子

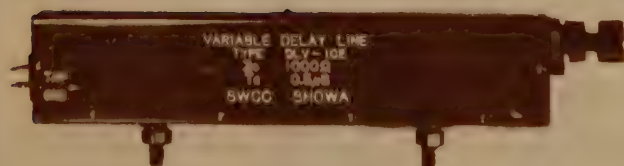
特性インピーダンス $300 \sim 1,000 \Omega$
 遅延時間 $0.5 \mu S$ 以下



集中定数型遅延素子の例



MDS 小型遅延素子



DLV 連続可変遅延素子

(本遅延線の御質問は本社技術第3部へ御問合せ下さい)

昭和電線電纜株式會社

本社・川崎工場 川崎市東渡田 3-1-1 電(3)2541(大代)
 相模原工場 相模原市清兵衛新田 28 電(7)3151-3
 営業部 東京都千代田区丸の内(東京海上ビル新館) 電(281)6451(代)
 販売店 大阪・名古屋・仙台・福岡・札幌・広島

半導体技術の先端をゆく

新電元の

シリコン制御整流素子

業界のトップを切って開発した当社のSCRは、発表以来各方面の御照会御試用を頂いておりますが、C3Bは愈量産態勢も整いましたので一般市販開始の運びになりました。尚此の外に最大出力200Aその他各種の試作も完成しておりますので、逐次市販開始の準備を進めております。

C3B型定格及び特性表(暫定)

於抵抗負荷自然空冷

	単 位	C3B02	C3B05	C3B10	C3B15	C3B20	C3B30	C3B40
連続尖頭逆耐電圧 (P.I.V.)	V	25	50	100	150	200	300	400
過渡尖頭逆耐電圧 (<5mS)	V	35	75	150	225	300	400	500
最大逆方向(於P.I.V.)100°C漏洩電流	mA	17.5	14	7	4.7	3.5	2.3	1.75
最小正方向阻止電圧V _{BO} min	V	25	50	100	150	200	300	400
最大正方向(於V _{BO} min)漏洩電流	mA	17.5	14	7	6.5	6.0	5.0	4.0
交流最大入力(正弦波)電圧	V _{r.m.s}	17.5	35	70	105	140	210	280
最大出力電流	A	10	尖頭ゲート電流 Max			A	2	
直流7Aにおける正方向電圧降下	V	1.5	点弧ゲート電圧			V	0.25~3	
尖頭1サイクル過電流	A	140	点弧のゲート電流			mA	標準10~最大50	
尖頭ゲート電力 Max	W	5	熱 抵 抗			°C/W	2	
平均ゲート電力 Max	W	0.5	貯 蔵 温 度			°C	-65~+125	
尖頭逆方向ゲート電圧 Max	V	5	動 作 温 度			°C	-65~+100	
尖頭正方向ゲート電圧 Max	V	10						

注 1. P.I.V., V_{BO}とは動作時ジャンクション温度における値を示す。

2. 周囲温度40°C, 150°×1t銅フィン, 自然空冷単相半波波形の場合の出力電流はC3A型11.5A, C3B型5.8Aとなる。

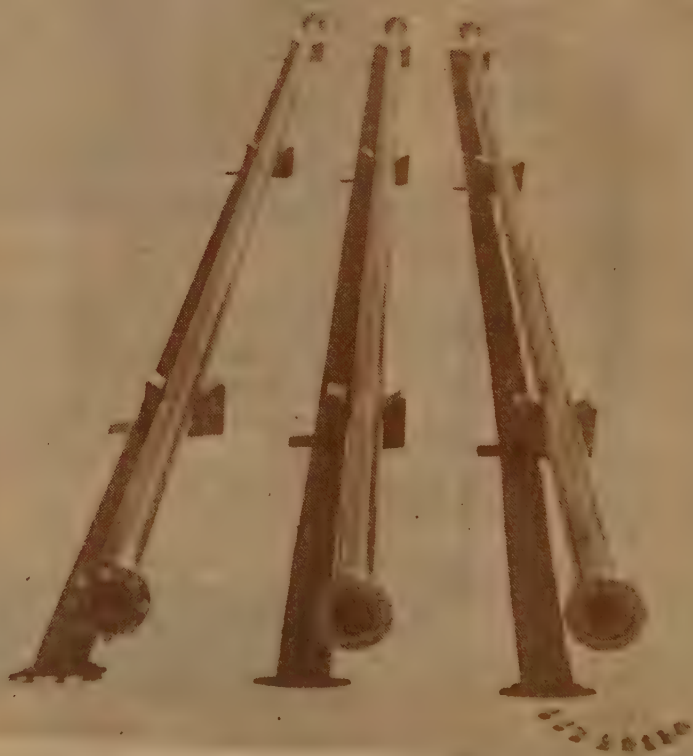


新電元工業株式会社

本社 東京都千代田区大手町 新大手町ビル 電話(211) 2571代表
大阪出張所 大阪市北区角田町 阪急航空ビル 電話(36) 3294代表
九州出張所 小倉市京町281 五十鈴ビル 電話(5) 8431代表

古河電工の 給電用 円形導波管

わが国最大の導波管メーカー古河電工が多年の経験を生かして高精度の円形導波管を完成致しました



特 長

- 多帯域共用
- 偏波共用
- 低損失

構 造

(1)

	内 経	肉 厚	標準単位長
69 φ	69.0±0.06mm	2 mm	5.0 m
51 φ	51.0±0.05mm	2 mm	5.0 m

(2)

両端回転
フランジ付



古河電気工業株式会社

本 社 東 京 都 千 代 田 区 丸 の 内 2 の 14

高性能小型 レベル測定器

LM-09型



特 長

本器は 200%~ 500kcの周波数範囲の-60 d B m~+30 d B mのレベルが測定可能なレベル測定器であります。

トランジスターを使用しておりますので消費電力が極めて少なく、又形状も小型であり軽量に出来て居ります。革製ケースに収容されて居り携帯に便であります。

電源には小型乾電池を使用し長時間の使用が可能です。連続で約40時間の使用が出来ます。

用 途

搬送周波数範囲の通信機器の調整試験及び保守用として使用され、又携帯に便でありますので屋外にて線路測定、無人端局の調整、試験等に使用されます。

定 格

1. 周 波 数 範 囲 200%~500kc
2. レベル測定範囲 +30 d B m~-60 d B m
3. 入力インピーダンス 200%~60kc: 600 Ω 及びHIGH (10K Ω 以上)
50kc~500kc: 75 Ω 及びHIGH (1 K Ω 以上)
4. 入 力 回 路 平衡又は不平衡回路
5. 使用温度範囲 -10 $^{\circ}$ C~50 $^{\circ}$ C
6. 誤 差 前記温度範囲に於て ± 0.5 dB 以内
電源変動9~7 Vに対して ± 0.5 dB 以内
7. 重 量 約3 kg
8. 使 用 電 池 乾電池BL-006P (9 V) 1 個



大井電気株式会社

本社・工場 横浜市港北区菊名町 864

電 話 横 浜 (49) 7 8 4 1 (代表)

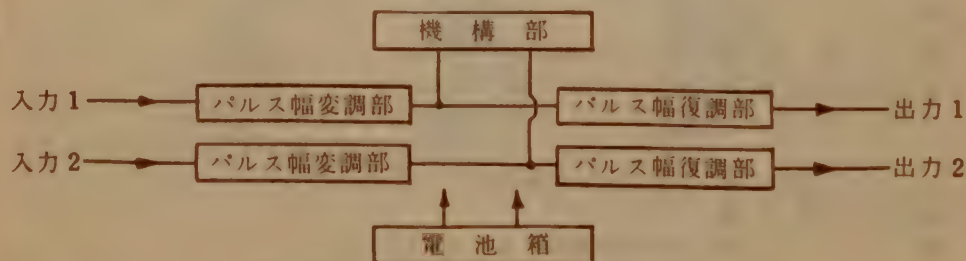
SONY



DATA RECORDER Model PPW-22

(携帯型計測用磁気記録再生機)

この装置は、ゼンマイ駆動による機構部とトランジスタ化されたパルス幅変・復調部を自蔵した小型軽量携帯型の計測用記録再生機です。車上、機上など極めてせまい場所、また電源のない所でのご使用に便利なように設計されています。電源は乾電池箱が別に付属しています。



性能

テープ速度	6ミリ幅 5号リール	出力	600 Ω 負荷時 $\pm 1V$
チャンネル数	19 cm/s		(ピーク値) 不平衡
変調方式	2	周波数特性	0~100 c/s $\pm 1dB$
復調方式	パルス幅変調方式	歪み率	3%以下
入力	パルス幅復調方式	S/N比	1チャンネル当り 約40dB
入力インピーダンス	$\pm 1V$ (ピーク値)	電源	D.C 24V 乾電池 (平角3号)
	約5K Ω 不平衡		

ソニー株式会社

東京都品川区北品川 6-351 TEL (442) 5111

SONY

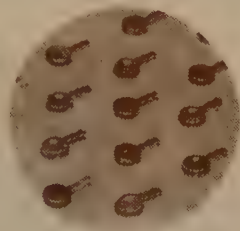
新発売

Backward Diode 2種

- ・温度影響の小さい
エサキダイオード
バイアス安定用

Backward Diode

1 T1401 : 1 T1402



Type	最大定格			規格				規格		
	I_B (mA)	$-I_B$ (mA)	P_D (mW)	I_B (mA: $V_B=180mV$)			$-I_B$ (μA : $V_B=70mV$)	R_S (Ω)	C (PF) ($V_B=250mV$)	L (mH)
1 T1401	80	70	40	min	mean	max	max	1.5	150	0.4
1 T1402	80	70	40	9	12	16	100	1.5	150	0.4

Esaki Diode 2品種発売開始

1 T1104 : 1 T1110

Type	最大定格			規格				規格			
	I_B (mA)	$-I_B$ (mA)	P_D (mW)	I_P (mA)			I_P/I_V		R_S (Ω)		C (PF)
1 T1104	50	60	30	min	mean	max	min	mean	mean	max	15
1 T1110	40	50	25	1.7	2	2.3	4.5	7	1.5	2.0	12
1 T1101	40	50	25	1.95	2	2.05	7	8	1.5	2.0	6
1 T1102	40	50	25	1.95	2	2.05	4.5	5.5	1.5	2.0	6
1 T1103	40	50	25	1.7	2	2.3	4.5	4.5	1.5	2.0	6

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6-351 Tel (442) 5111

TV用 2信号 信号発生器

MSG-261 標準TV信号発生器

本器はTV受像機試験法の規格に準じて製作された信号発生器で、TV生産工場において受像機の総合試験および研究・調整に適し、映像および音声搬送波の周波数精度は各0.002%以内で、映像搬送波はビデオ周波数帯にて85%の変調が可能である。



性能

(1)映像搬送波信号発生部

搬送波周波数		第1～第12チャンネル中の連続3チャンネル	
チャンネル1	91.25Mc	チャンネル4	171.25Mc
2	97.25Mc	5	177.25Mc
3	103.25Mc	6	183.25Mc
チャンネル7	189.25Mc	チャンネル10	205.25Mc
8	193.25Mc	11	211.25Mc
9	199.25Mc	12	217.25Mc

周波数精度 $\pm 0.002\%$ 以内
出力電圧範囲 開放端にて 114dB \sim 0dB
出力電圧精度 ± 1 dB 以内
出力インピーダンス 75 Ω VSWR 1.2以下
変調方式 振巾負変調 内部、外部 0 \sim 85%

内部変調周波数 400%, $\pm 5\%$ 以内
外部変調周波数特性 基準変調特性に対し
0.1Mc ± 1 dB,
1Mc $+1$ dB, -1.5 dB
4Mc $+1$ dB, -3 dB

波形歪 60% 矩形波に対しサグ 5%以下

非直線歪 85%変調にて 5%以下

外部変調入力レベル 75 Ω 1.4Vp-p 以下で 85%変調可能

S/N比 50%変調にて 50dB以上

(3)電源入力 100V 50/60% 3A

(2)音声搬送波信号発生部

搬送波周波数		第1～第12チャンネル中の連続3チャンネル	
チャンネル1	95.75Mc	チャンネル4	175.75Mc
2	101.75Mc	5	181.75Mc
3	107.75Mc	6	187.75Mc
チャンネル7	193.75Mc	チャンネル10	209.75Mc
8	197.75Mc	11	215.75Mc
9	203.75Mc	12	221.75Mc

周波数精度 $\pm 0.002\%$
出力電圧範囲 開放端にて 114dB \sim 0dB
出力電圧精度 ± 1 dB 以内
出力インピーダンス 75 Ω VSWR 1.2以下
変調方式 FM (内外), AM (内) 単独および同時変調, 75 μ s プリエンフエンス

内部変調周波数 FM 400% $\pm 5\%$ 以内
AM 1000% $\pm 5\%$ 以内
FM 25kc (100%)
AM 30%

外部変調特性 FM 30% \sim 15kc, ± 1 dB 以内

外部変調入力レベル 600 Ω 5V以下にて, FM 100%変調可能

変調歪 FM 100%変調にて 2%以下

AM 30%変調にて 5%以下

FM 100%変調にて 50dB以上

AM 30%変調にて 50dB以上

S/N比



目黒電波測器株式会社

(国電エビス院より電線バス五本木下車)

東京都目黒区上目黒五丁目二六五八番地 電話(712)1166(代)～9・1160

関西地区代理店 塩見電気株式会社 大阪市北区富田町34 電話(34)7551～6

Square wave generator



TG-670B

小型軽量

発振周波数 60%, 1 Kc, 15Kc, 250Kc
出力 1.5V(p-p) 75 Ω 負荷
立上り 0.02 μ s
波形ひずみ 1%以下
重量 6 kg



TG-200D

万能型

発振周波数 1%~1 Mc 連続可変
出力 3 V (p-p) 75 Ω 負荷
立上り 0.02 μ s
波形ひずみ 1%以下



TG-200C

スポット周波数

発振周波数 60%, 1 Kc, 15Kc, 100Kc
250Kc, 1 Mc 6段
出力 3 V (p-p) 75 Ω 負荷
立上り 0.02 μ s
波形ひずみ 1%以下



日本通信機株式会社

川崎市田尻町90 電話 (2) 3656 (3) 3049・5428・5430



EITEL-McCULLOUGH, INC.

アイマック新製品!!

ゼロ・バイアス三極管

3-400Z, 3-1,000Z, 3CX10,000A7

アイマック社 (Eitel-McCullough, Inc., San Carlos, Calif., U.S.A.) より新しく発表された「Zero Bias」三極管は、一本の真空管がスクリーン格子およびバイアス電源をとり除き、従来これに使用されていた多くの部品およびそれら回路のセットを占める空間を完全に省略し、送信機を驚異的に簡単化することに成功したものである。

そしてその特色は……

高 利 得：20倍以上の電力利得がえられる

大電力出力 3-400Z 650W

3-1000Z 1,350W

3CX10,000A7 22,800W

低 歪 み：内部変調歪みは動作試験より実頭包絡線電力レベルの35db以下の低歪みが測定された。

低廉な製作費と格子バイアスおよび回路部品が必要ないため驚くほど製作費の削減ができる。



3-400Z



3-1,000Z



3CX10,000A7

ソケット SK-410

チムニイ SK-416

ソケット SK-510

チムニイ SK-516

ソケット SK-1300

チムニイ SK-1306

3-400Z

一般 定 格

電氣的定格：

グリッド・ワイラメント：トリエテット・タングステン	
電 圧	5.0 V
電 流	14.5 A
電極電圧（平均）	200
電極間静電容量：	
グリッド・ワイラメント	7.4 μf
グリッド・陽極	4.1 μf
陽極・フ・ラメント	0.07 μf
異 流 数	110 MC

機械的定格：

最大外部寸法：

全 長	5.10 インチ
直 径	3.57 インチ
重 量	7 オンス
ソケット	SK-400
チムニイ	SK-416
熱放散陽極用接栓	HR-6

最高動作温度

陽極封じ部	225°C
口金封じ部	200°C

最 大 定 格

無線周波数型増幅器

格子接地型、B級

直流陽極電圧	3000 V
直流陽極電流	0.400 A
陽 極 損 失	400 W
格 子 損 失	20 W

可聴周波増幅器または変調器

B級

直流陽極電圧	3000 V
直流陽極電流	0.400 A
陽 極 損 失	400 W
格 子 損 失	20 W

動 作 例

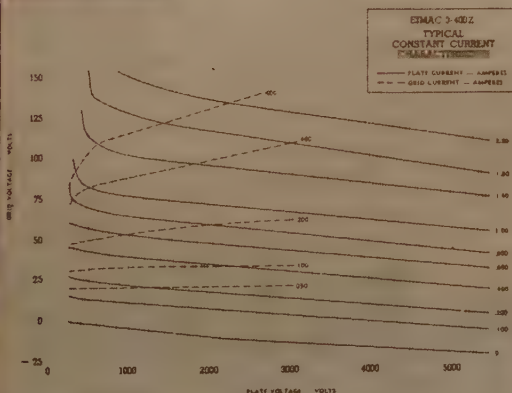
（一管使用）

直 流 陽 極 電 圧	3000 V
零信号直流陽極電流	100 mA
最大信号直流陽極電流	333 mA
最大信号直流格子電流	120 mA
陽極インピーダンス	122 Ω
共振負荷インピーダンス	4750 Ω
輸入信号陽極電力	32 W
実用包絡線陽極出力	655 W

（正弦波、二管、格子励振）

直 流 陽 極 電 圧	3000 V
直 流 格 子 電 圧	0 V
零信号直流陽極電流	200 mA
最大信号直流陽極電流	666 mA
最大信号直流格子電流	240 mA
励 振 電 力	26 W
尖頭可聴周波励振電圧	88 V
負荷抵抗、陽極一陽極	9500 Ω
最大信号陽極出力	1310 W

定 電 流 特 性



詳細については下記へ御照会下さい。

日本総代理店
関商事株式会社

東京都千代田区神田東島田町一番地
電話 (866) 代 表 3136

The new **hp** 431A Power Meter gives you 3% accuracy on all ranges, less than $2 \mu\text{w}/^\circ\text{C}$ thermal drift



Thermal drift less than $2 \mu\text{w}/^\circ\text{C}$
 $\pm 3\%$ accuracy on all ranges

Single setting zeroes all ranges
for hours

Easy to operate

Grounded recorder output

Optional portable operation

New **hp** 431A Power Meter

SPECIFICATIONS

Power Range:

Accuracy:

Overall Thermal Drift:

Operating Impedance:

Recorder/Voltmeter Output:

Calibration Input:

Power:

Dimensions:

10 μw to 10 mw full scale in 7 ranges. Also calibrated from -30 to +10 dbm
 $\pm 3\%$ of full scale on all ranges

Less than $2 \mu\text{w}/^\circ\text{C}$ (includes meter and 478A/486A Mounts)

100 or 200 ohms, negative, for operation with above Mounts

Phone jack on rear with 1 ma into 2,000 ohms or less

Binding posts on rear for calibration of bridge with precise dc standards

1½ watts, 115/230 v $\pm 10\%$, 50-1000 cps

7½" wide, 6½" high, 12½" deep. Weight 10 lbs.



HEWLETT-PACKARD COMPANY

Palo Alto, California, U. S. A.

日本総代理店

関商事株式会社

東京都千代田区神田東福田町一番地
電話 (866) 代表 3136

ANDO

測定器



トランジスタ式

選択レベル測定器

SLM-17A型・SLM-17B型

特 徴

1. トランジスタ化により小型、軽量で運搬に便利
2. トランジスタの使用にもかかわらず、 -20°C ～ 50°C の温度条件でも使用可能。
3. 電源は商用電源、内部電池、外部電池のいずれでも動作。

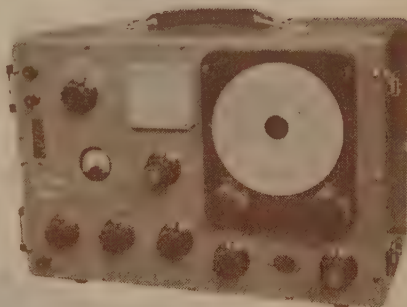
性 能

選択周波数	SLM-17A型	$\left\{ \begin{array}{l} 4\text{kc}\sim 100\text{kc} \text{ (600}\Omega\text{系)} \\ 30\text{kc}\sim 700\text{kc} \text{ (75}\Omega\text{系)} \end{array} \right.$
	SLM-17B型	$\left\{ \begin{array}{l} 10\text{kc}\sim 100\text{kc} \text{ (600}\Omega\text{系)} \\ 30\text{kc}\sim 1,100\text{kc} \text{ (75}\Omega\text{系)} \end{array} \right.$

レベル測定範囲 $+30\text{dBm}\sim -70\text{dBm}$

レベル偏差 1dB以下

校正 自己校正可能



SLM-17A型

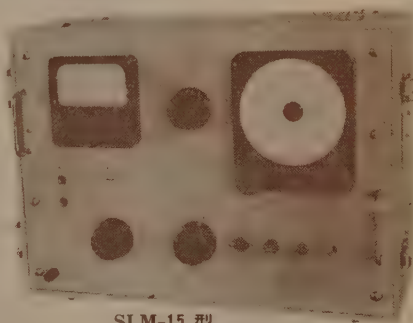
400×270×280 mm 14 kg

選択レベル測定器 SLM-15型

30 kc～30 Mc の測定範囲を持つ広帯域型でありますから、アダプタの併用によって電界強度、電界雑音等の測定にも利用出来ます。

性 能

周波数範囲	30 kc～30 Mc (6バンド)
測定レベル範囲	$-100\text{dB}\sim +10\text{dB}$
入力インピーダンス	10 k Ω 以上、並列容量 50 pF 以下



SLM-15型

520×370×280 mm

広告目次

4 月号 半導体測定器
5 月号 パルスコープ、パルス発生器
6 月号 振動子インピーダンス測定器

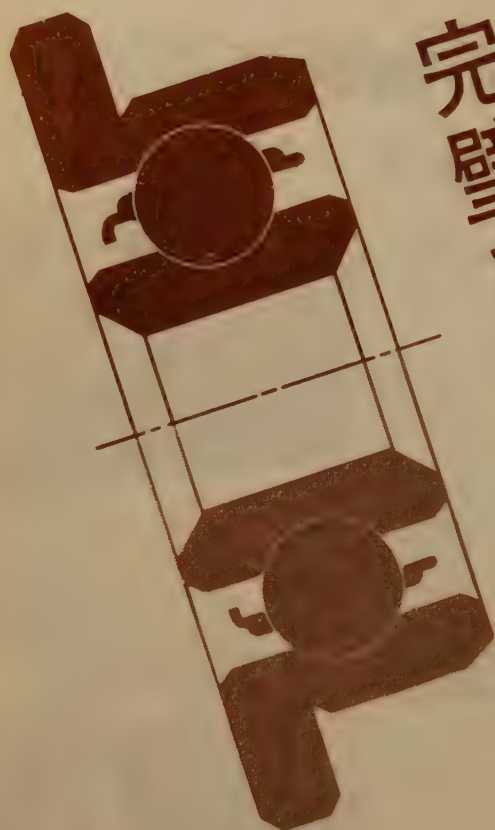
7 月号 発振器
8 月号 13 Gc 帯マイクロ波測定器
9 月号 発振器および選択レベル測定器

安藤電気株式会社

東京都大田区仲蒲田 3-4
TEL (731) 1 1 6 1 (代)

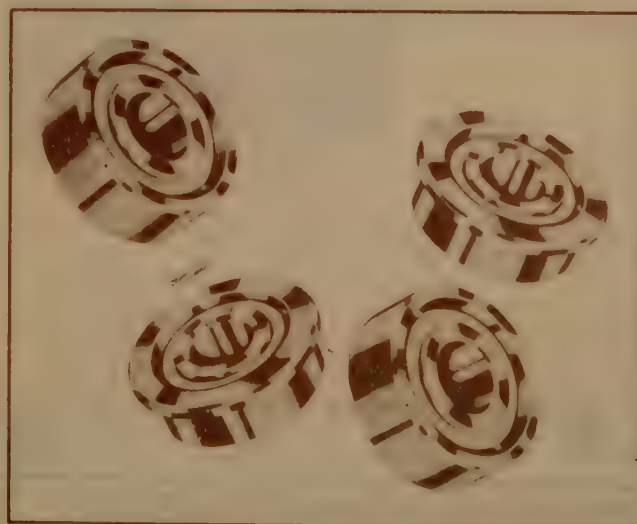
NMB

ミニチュア



完璧な生産管理から

超精度...
生れる



ミニチュアベアリング

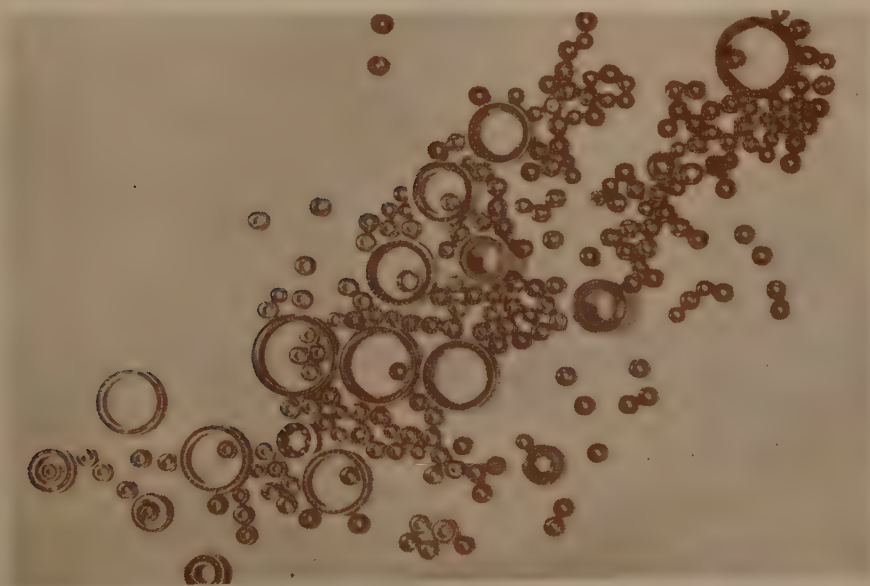


MINIATURE BEARINGS

- ◎ さびない！ステンレス製ミネチュアベアリング。
- ◎ 取付容易な、ミネチュア フランジベアリング。

●今日の小型化時代の要望に応えるため、米国より最新の技術と新鋭機械を導入し、最高水準のNMBミネチュアベアリング独自の新製品を発表しています。

●参考資料進呈（誌名記入お申込下さい）。



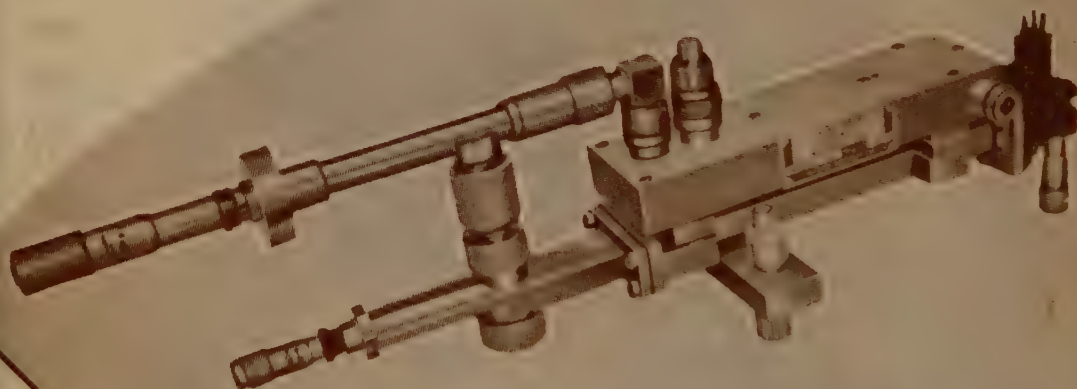
日本ミネチュアベアリング株式會社
日本ミネチュアベアリング販売株式會社

東京都中央区日本橋兜町1の4 TEL (671) 1203～5番

日本総代理店
Hughes Aircraft Co.



Memoscope oscilloscope 105
Freq. Bandpass 10MC. Bandpass
Writing Speed 1,000,000 inches/sec



Parametric Amplifier
For L. S. X-Band

取扱品目

- Microwave Tube
- Storage Tube
- その他各種電子機器部品

伊藤忠商事株式会社

東京支社機械第三部

東京都中央区日本橋本町2の4
電話 (661) 代表 1211・1231・2171・2181

VOLCO

新製品 速応無歪自動電圧調整器

VOLCOの新製品 FRW型 速応無歪自動電圧調整器は確実な古典的回路方式により新しい設計技術で製作されたもので、極めて早い応答性と歪のない正弦波出力をもっております。ドリフトも殆ど有りません。

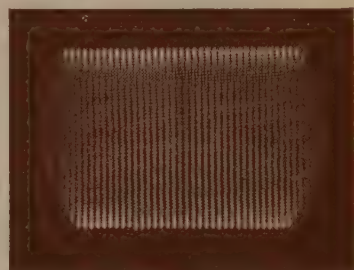
構造も簡単頑丈で真空管や半導体等を全く含んでおりませんから悪い使用条件で乱暴な取扱を受けても故障する心配がありません。

高温、多湿、振動、等周囲条件がわるく、早いはいしい電圧変動のある実際の現場で使用した場合に実質的に他のどの方式のものより安定度の高い、信頼性のある自動電圧調整器であります。

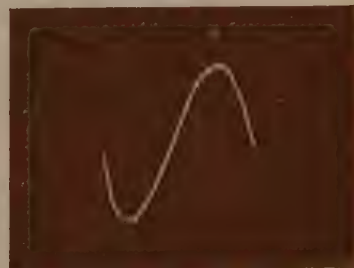
構造が簡単なので価格も低廉です。

30年以來の専門メーカーVOLCOの製品ですから

その他の性能も勿論最高です。



入力10%急昇



出力波型

サービス代行店

関東甲信越地区 吉沢精機工業株式会社

本社 東京都文京区湯島新花町35
Tel. (921) 1042. 7088. (929) 0289

営業所 長野市横町20
Tel. 長野 4601
新潟市下大川前石油企業会館内
Tel. 新潟 (3) 0603

中京地区 株式会社 朝日商会
名古屋市中種区覚王山通3-34
Tel. (73) 8147 ~ 9, 8140

関西地区 株式会社 三栄商会
大阪市北区東堀川町11
Tel. 大阪 (36) 2556 ~ 7

中国・四国・九州地区 新川電機株式会社
本店 広島市三川町1
Tel. 中 (2) 9147 ~ 9, 9140
支店 高松市南鍛冶屋町4-18
Tel. 高松 (2) 7343
福岡市上小山町3-4
Tel. 福岡 (2) 0514 (3) 6344

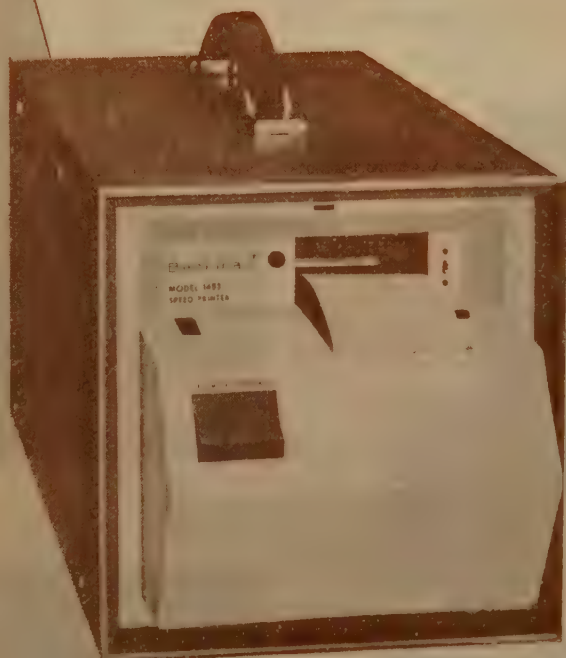
日本電源機器株式会社

東京都墨田区寺島町5-130 電話 (611) 2461・2971
出張所 大阪市東区谷町1-7 電話 (94) 1140

Beckman

Berkeley Division

高速ディジタル・プリンター



1 4 5 3 型

特

徴

- 1 秒間 3-ライン記録
- バイナリー・コード及び10-ライン・コードにて使用
- カウンター、コンピューターに接続可能
- 最 高 桁 数 1 2 桁
- 二色(黒・赤)で印字 ■ 取 扱 容 易

米国ベックマン/バークレイ社 日本総代理店

伯 東 株 式 会 社

東京都港区芝罘平町1 虎ノ門産業ビル
電 話 (501) 3168, 3169, 5301~9



マイクロウェーブ

SCHOMANDL

周波数発生兼測定装置



FD 3

周波数レンジ 300MC~1,000MC
300MC~30,000MC (アクセサリ併用)
精度 度 100kcステップで水晶精度 } (基本)
その他 水晶精度 ± 300 cps

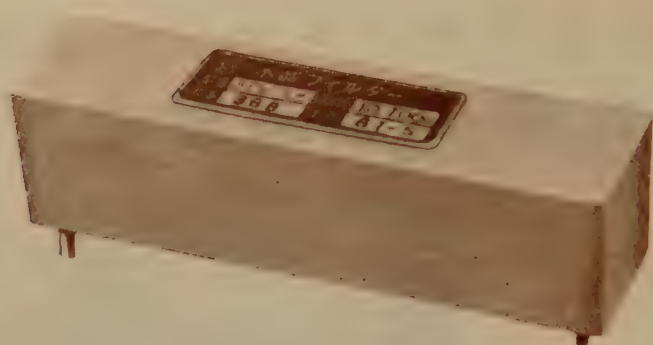
出力 約 1 mW
-100cpsステップで水晶精度 } (他の装置併用)
その他 水晶精度 ± 0.1 cps

西独 ショマンドル社 日本総代理店

伯東株式会社

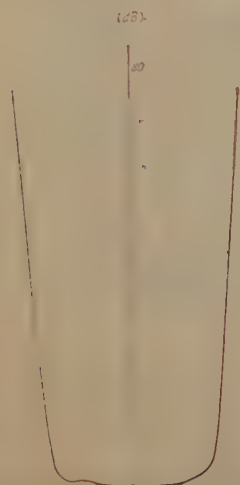
東京都港区芝罘平町1 虎ノ門産業ビル
電話 (501) 3168, 3169, 5301~9

高性能 10.7MC 水晶フィルター



規格

型名	中心周波数	^(6db) 通過帯域巾	選択度	挿入損失	^(偏差) 通過帯域内	入出力インピーダンス	外形寸法
KFD-15K	10.7MC	30KC	50KC (75db)	8db以下	3db以下	3KΩ	ⁱ 100× ^w 24× ^h 26
KFE-15K	10.7MC	30KC	60KC (60db)	6db以下	3db以下	3KΩ	75×24×26
KFE-7.5K	10.7MC	15KC	30KC (60db)	6db以下	3db以下	1KΩ	75×24×26



10.7MC 水晶弁別器

規格

型名 KDC-10M

中心周波数 10.7MC

帯域巾 (peak to peak) 50KC

入力インピーダンス 10KΩ

出力インピーダンス 500KΩ

外形寸法 ⁱ30×^w20×^h20

上記周波数のほかSSBをふくむ60KCから
15000 KCまで、製作しておりますので、何
とぞ、御利用を御願い申し上げます。



株式会社 金石舎研究所

本社 東京都世田谷区世田谷3丁目2136番地
電話 (421) 8106~9, 3139
関西 京都市左京区松ヶ崎三反長町5番地
電話 (7) 2621

Taiko

好評のある！

PTC. TC 継電器

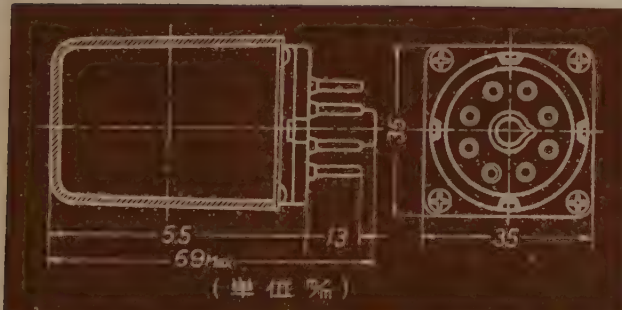
その他各種継電器

特 長

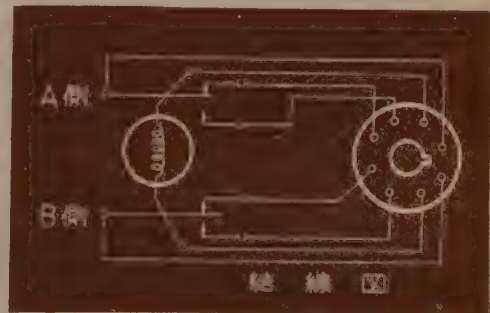
- 1 交流 (50%, 60%) の僅かな電流で確実な動作をします。
- 2 小形軽量でプラグ・イン (オクタル・ベース) ですから取扱いが簡単です。又、海外からも好評があります
- 3 ホリエスチロールの透明防塵カバーが付いているので外観美しく接点動作を外から見る事が出来ます
- 4 銀接点を使用しているので長期間の使用に耐えます
- 5 他の交流継電器に比して廉価な一般目的用の継電器です。特に接点の電流容量が大きいので中電力の開閉に適しています

定 格

電 格 電 圧	AC 100V 50%, 60%
使用電圧範囲	AC 85V~115V
最低感動電圧	AC 85V
捲線直流抵抗	約 1750Ω
絶 縁 耐 圧	AC 500V 1分間
接 点 定 格	5A 最大 (抵抗負荷)
接 点 構 成	DDDT (双極双投)
接 点 材 質	銀接点
寿 命	10 ⁵ 回以上



カタログ進呈



株 式 会 社 大 興 電 機 製 作 所

本 社 東京都品川区東中延 4 の 1402
電 話 (781) 7181(代) 6411
玉 場 東 京 品 川 / 栃 本 ・ 矢 板

パルス 発生器

High speed

繰返し 5Mc・1Mc

TYPE SHP-5M



性能

- 繰返し周波数 10%～1Mc
- パルス巾 0.1 μ s～100 μ s
- 出力極性 正および負
- 出力電圧 20V
- 出力インピーダンス 75 Ω
- 出力波形 立上り時間 20m μ s以下
下り時間 20m μ s以下
サグ・オーバーシュート $\pm 5\%$ 以下
- 同期出力 主出力パルスより 0.1 μ s先行
出力トリガー電圧 正5V $\pm 20\%$
- 最大デューティー 50%

性能

- 繰返し周波数 内部同期 50kc～5Mc
外部同期 50kc～5Mc
- パルス巾 0.05 μ s～1 μ s
- 出力極性 正および負
- 出力電圧 正15V, 負13V
- 出力調整 75 Ω 抵抗減衰器により:
10dB step 4段
1dB step 10段
- 出力波形 立上り時間 20m μ s以下
下り時間 30m μ s以下
サグ・オーバーシュート $\pm 5\%$ 以下
- 最大デューティー 約30%

TYPE-SPG-1M



—プログラムパルス発生器—

型 式	主な用途	パルス巾	立上り時間	トリ 時間
SCP-201	メモリー・ ター試験用	1～10 μ s (連続可変)	0.1～1 μ s (連続可変)	0.3～1 μ s (連続可変)
		振 巾 最大 1A (連続可変)	繰返し周波数 2kc～20kc (連続可変)	* 2%以下
型 式	主な用途	パルス巾	立上り時間	トリ 時間
SCP-601	コアマトリ クス試験用	1～10 μ s 2～15 μ s (連続可変)	0.1～1 μ s (連続可変)	0.2～1 μ s (連続可変)
		振 巾 最大 0.6A (連続可変)	繰返し周波数 1kc～20kc (連続可変)	* 3%以下

TYPE SCP-601

TYPE SCP-201

三和電子製作所

SANWA

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1080 電話 国分寺597

TYPE STC-1001

特 長

- 1) 本器はいままでのトランジスタカーブトレーサーに比べてH定数およびY定数の各項目が簡単な操作によって測定できる。
- 2) コレクター測定回路に過電流リレーが付いているため測定中にトランジスタを破損することがない。
- 3) パラメータとなるステップ電圧が非常に安定しているで、正確な曲線群が測定できる。
- 4) ステップ電圧波形が直視できる。

性 能

△ 測定できる曲線群

PNP-NPNの H_{21} , H_{11} , H_{21} , H_{12} , Y_{21} , Y_{22} (エミッターおよびベース接地可能) その他ダイオード、放電管等の特性も直視できる。

△ コレクター関係

コレクター掃引電圧 0~3V (1A) 0~30V (1A)
0~300V (1A) 連続可変

パラメータステップ電圧 .01~1V/step
7点切換

直 列 抵 抗 300 Ω ~1000K Ω 8点切換

△ ベース関係

ベ ー ス 掃 引 電 圧 0~3V (1A) 連続可変

パラメータステップ電流 1 μ A~50mA/step
15点切換

直 列 抵 抗 3~1000 Ω 6点切換

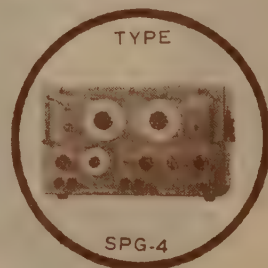
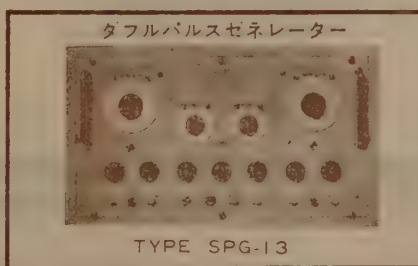
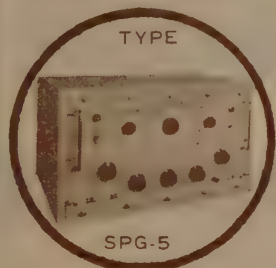
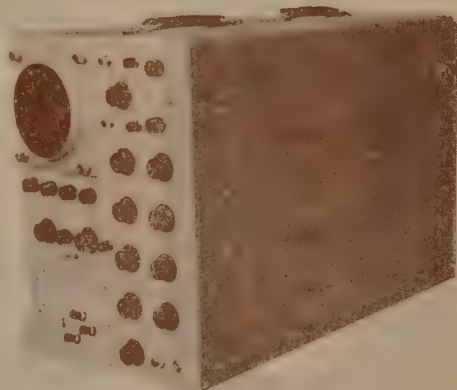
△ 垂直軸、水平軸関係

コレクタ電圧 .01~20V/div

コレクタ電流 .01~200mA/div

ベ ー ス 電 圧 .01~.5V/div

トランジスタ 静特性直視装置



— 電圧パルス発生器 —

	パルス巾	下	り	P. R. R.	出力電圧	遅 延	ATT+シ 出力 imp	ATT+リ 出力 imp	A T T
SPG-5	0.07 ~10 μ s	0.025 0.025		50 c/s ~5kc/s	50V	+10~ 100 μ s		50 Ω	60 dB
SPG-4	0.2 μ s ~50 ms	0.05 0.15		10 c/s ~100kc/s	20V	-5~ 500 μ s	+ 200 + 2k		
SPG-13 (ダブル)	0.2 ~200 μ s	0.07 0.2		1 c/s ~100kc/s 2周波数可変	1k Ω ~20V 75 Ω ~50V	固定 2 μ s 間隔 0~100 μ s		高 1 k 低 75 Ω	
SPG-3 (ダブル)	0.2 ~20 μ s	0.07 0.2		1 c/s ~10kc/s	1k Ω ~20V 75 Ω ~50V	固定 5 μ s 間隔 0~100 μ s		高 1 k 低 75 Ω	
SPG-2	0.2 ~20 μ s	0.05 0.15		100 c/s 10kc/s	20V	-10~ -150 μ s		50 Ω	60 dB
SPG-1	0.5 ~50 μ s	0.05 0.15		50 c/s ~50kc/s	20V 2V	-10~ -150 μ s	+ 200 - 2k	75 Ω	60 dB

SANWA

三和電子製作所

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1080 電話 国分寺 597

山水の無接点継電器

山水電気の新製品“サNSTATT”は、特殊設計による磁気増巾器（実用新案出願中）を利用した無接点リレーで、タイオード、コンデンサー及び抵抗類よりなる画期的な製品です。

新
発
売

サNSTATT



サNSTATTの特徴

■多用途

入力を多回路とすることが容易で、単なるON、OFF制御のみでなく、多入用OR回路、AND回路、NOT回路また、記憶作用とOR、AND、NOT作用の組合わせを1個の素子で構成できます。

■耐久性

鉄心と導線によって構成されていますので、非常に堅牢で、湿気、腐蝕カスにも侵されることなく、寿命は半永久的です。

■サNSTATTには、トランジスタ等の温度の影響を受けやすい部品類を用いていないため、周囲温度 -30°C ～ $+50^{\circ}\text{C}$ まで温度ドリフトがありません。

■多応性

微少入力用（約 0.1mV ）、大電力用（約 1KVA ）、高利得用（約10,000倍）、高速応用（電源周波数で約2サイクル）など広い分野に使用できます。

●サNSTATTについてのお問い合わせは三麗工場、研究課にお願いします。



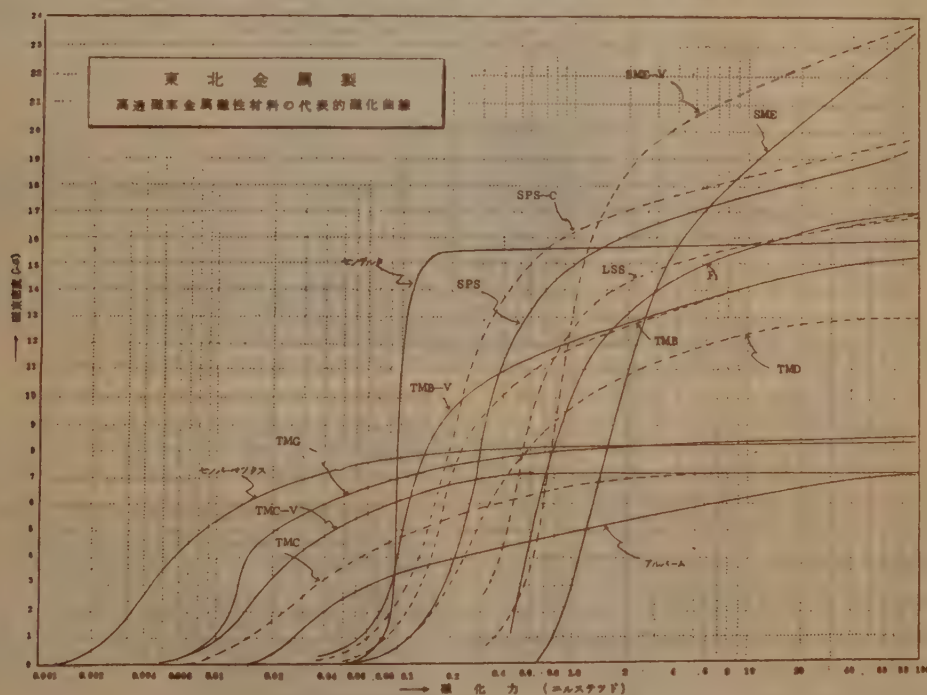
山水電気株式会社

社 東京都杉並区和泉町460番地 電話 (03) 0111(代) 21
東京三麗市下連発509番地 電話 (03) 2213, 1195(代) 21
大阪三麗所 大阪府都島区都島南通り4の8 電話 (05) 8009, 7819
名古屋三麗所 名古屋市中区高田町34番地 電話 (24) 6244

躍進する 東北金属の磁気材料



各種製品特性図表



営業品目

純鉄製品	純鉄振動板	鍛造磁石 (TMK)	フェライトコア
1%ケイ素鉄合金 (LSS)	セメンジュール	特殊鋼	(フェリブロック) (FBK)
純ニッケル製品	(鉄・コパルト合金) (SME)	センダストコア	フェリネット
センパーマックス (TMH)	センパーシル (SPS)	TMダストコア	チタン酸バリウム磁器
センデルタ (M_{50})	アルフェル (磁歪合金板) (AF)	(モリブテンパーマロイ圧粉磁石)	フェライト磁歪振動板
T・M合金 (Fe-Ni, パーマロイ)	パネ用ステンレス条	カーボニルコア	(ヴァイブロック) (VBX)
ポピンコア	鍛造成型磁石及び磁石鋼々材	ポリアイアン	磁気録音テープ

●各種技術特性カタログ御請求次第お送りいたします。

●各種在庫販売

東北金属工業株式会社 特約店
理経産業株式会社 国内課

東京都港区芝田村町2の10 電話 (591) 7970, 7971, 6985



Rutherford

HIGH SPEED 10 MEGACYCLE DOUBLE PULSE GENERATOR MODEL B5-2



SPECIFICATIONS

MAIN PULSE: PULSE WIDTH: continuously variable from 20 μ s to 12.5 μ s in four ranges:

- 20 to 100 μ s
- 100 to 500 μ s
- .5 to 2.5 μ s
- 2.5 to 12.5 μ s

Note: Pulse width not to exceed 20% of the pulse to pulse spacing. Attempting to exceed this limitation will result in the output pulse occurring at a repetition rate that is a sub-multiple of the oscillator setting.

AMPLITUDE: 40 volts positive, 45 volts negative.

ATTENUATOR: 60 db in $\frac{1}{2}$ db steps.

RISE AND FALL TIME: no greater than 8 millimicroseconds.

POLARITY: both positive and negative pulses simultaneously available.

OUTPUT IMPEDANCE: 185 ohms (the instrument must be terminated for proper pulse shape).

PERCENT DROOP: no greater than 6%.

SYNCHRONIZING PULSE OUT: 10 volts, unloaded at 180 ohms output impedance.

RISE TIME: less than 20 millimicroseconds.

WIDTH: .03 microsecond.

DELAY: a fixed delay of .1 microsecond occurs between the synchronizing pulse out and the main pulse.

ELECTRONIC PULSE DELAY: can be set to zero or is continuously variable from 0.030 μ sec. to 500 μ secs in 5 ranges.

Note: Pulse delay is limited to approximately 20% of the pulse spacing.

185 OHM DELAY LINE PULSE DELAY: is established by using different lengths of RG 114/U coaxial cable. This kind of delay does not have any restrictions to the amount of delay with respect to pulse to pulse spacing. Seven different cable lengths can set up any delay up to .4 microsecond in .005 microsecond steps: .005 μ s, .01 μ s, .02 μ s, .05 μ s, .1 μ s, and .2 μ s.

POWER REQUIRED: 105-130 volts, 50-60 cycles, 625 watts.

EXTERNAL TRIGGER: 10 volts minimum with rise time of less than .1 μ s for triggering the oscillator from an external source.

PULSE REPETITION RATE: continuously variable from 1 cycle/sec to 10 mc/sec in seven ranges:

- | | |
|----------------|-----------------|
| 1 c to 10 c | 10 kc to 100 kc |
| 10 c to 100 c | 100 kc to 1 mc |
| 100 c to 1 kc | 1 mc to 10 mc |
| 1 kc to 100 kc | |

Rutherford

ELECTRONICS CO.
Culver City, Calif

日本総代理店
理経産業株式会社

東京都港区芝田村町 2-12 小里会館ビル
電話 代表 (591) 5 2 4 6

product of the pioneer

DU MONT

JITTER-FREE PULSE GENERATOR



CLEAN, FAST RISE PULSE!

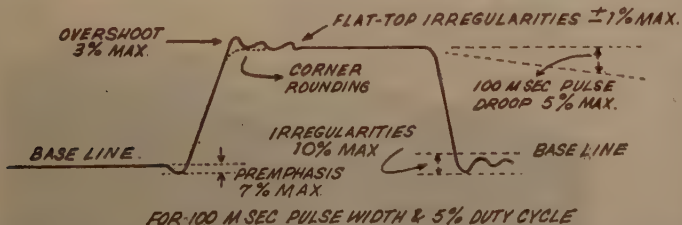
Peak voltage: 60 volts $\pm 10\%$ Into 50-ohm termination
 80 volts $\pm 20\%$ Into 75-ohm termination*
 95 volts $\pm 20\%$ Into 95-ohm termination*

*The pulse shape nominally as indicated but irregularities will increase with termination.

Rise or fall time between 10% and 90% of amplitude points: 13 nanoseconds nominal; 15 nanoseconds maximum. Direct output into Du Mont Type 4210 Sampling Scope Plug-in or equivalent.

Flat top irregularities (not including overshoot or preswing): 1% maximum above or below flat top reference, 2% maximum peak-to-peak.

Corner rounding: If any, to begin at point no less than 95% of amplitude.



PULSE
GENERATOR
TYPE 404-B &
TYPE 404-BR

Features

- Repetition rates up to 250,000 pps, push-button trigger for single pulse of selected width and amplitude.
- Jitter between trigger and pulse .004 usec.
- Rise and fall times of pulse 13 nsec nominal
- Pulse width continuously adjustable from 0.05 to 105 usec.
- 59.5 db of attenuation in 0.5 db steps — with 1% incremental accuracy.
- Provisions for direct pulse output — bypassing attenuator.
- Internal delay from 2 usec before output trigger to 12.5 msec after.
- Standby condition provided with reverse termination internally.
- Hard-tube circuitry
- Facilities for external triggering.

ALLEN B. DU MONT LABORATORIES

Clifton N. J.

日本総代理店

理経産業株式会社

東京都港区芝田村町 2-12 (小里会館ビル)
 電話 代表 (591) 5 2 4 6

自動化された工業用テレビカメラ

KOWA AUTO-EYE

コーワオート・アイ AE-10

このテレビカメラは、トランジスタ化により、小型軽量、携帯にも便利となっています。また、山奥など交流のないところではバッテリーで動作しますから、これまた大変便利です。操作は簡単、明暗の変化に対して自動的に感度が調整されます。このように、コーワオートアイは優れたテレビカメラです。

- 自動化された全トランジスタ式ビデオカメラで、広範囲な用途を持っております。
- 極めて小型軽量でACでも携帯用バッテリーでも動作します。
- 250:1以上明暗変化に追従する完全自動感度調整装置があります。
- 家庭用テレビでも、有線モニターでも、そのまま接続して使用できます。
- 通常F1.4, 25mmのレンズが付いており、高感度のため室内撮影も可能です。
- 専用の三本ターレットやズームレンズが自由に取付けられます。なお、三本ターレット用レンズやズームレンズは、当社製プロミナーが用意されております。
- 寸法巾68×高150×奥行205 mm
- 重量 2.45kg



Kowa の 新製品

従来のフィラメント式表示器に比べると、次のような優れた利点を持っております。

- 投影式のため、従来のものよりもはるかに記号が見やすい。
- 従来のものは、文字に制限を受けておりましたが、この表示器では、どのような数字・文字・記号でも表示できる。
- フィルターの交換によって、色の選択が簡単にできると共に、切り換えにより違った文字をそれぞれ異った色で表示できる。
- 従来のものは、一字が切断されると使用価値がなくなりましたが、本器はそれぞれの記号の光源である電球を交換するだけで永久にご使用いただけます。

性能

字数12個 字の大きさ40mm×25mm (標準)

字の種類 0~9 (標準) 希望作成

寸法 60mm×40mm×195mm

電源 6V 0.3A

国産〈初〉の記号表示器

PROJECT INDICATOR

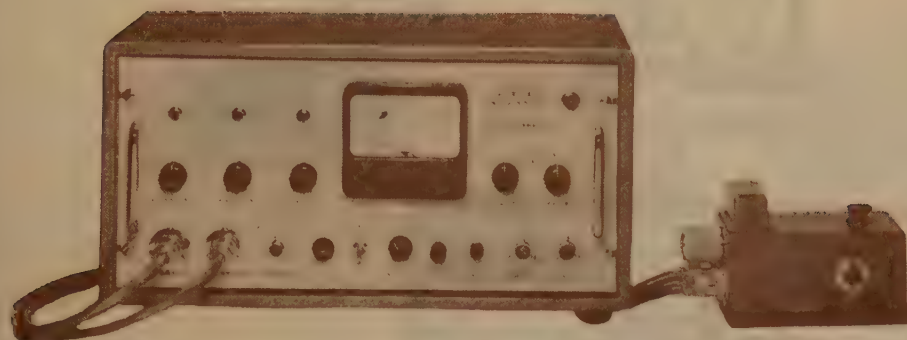
PI-10



カタログ請求・お問合せは

興和株式会社電機光学部

東京都千代田区神田東松下町11 TEL (291) 0741~9



MMA II-16型

$10^{-16}A$ $0.1mV$ $10^{18}\Omega$

最古の歴史的
最高の性能
最高の信頼度
長期無故障

振動容量型

直流増巾器型

振動容量型

型	電流感度/目盛	電圧感度/目盛	入力抵抗	レンジ	絶縁測定
MMA III-12型	$10^{-8} \sim 10^{-12}A$	$1 \sim 10mV$	$10^8 \sim 10^9 \Omega$	5	$10^{14} \Omega$
MMA III-13型	$10^{-9} \sim 10^{-13}A$	$1 \sim 10mV$	$10^7 \sim 10^{10} \Omega$	5	$10^{15} \Omega$
MMA III-14型	$10^{-10} \sim 10^{-14}A$	$1 \sim 10mV$	$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	5	$10^{17} \Omega$
MMA III-15型	$10^{-11} \sim 10^{-15}A$	$1 \sim 10mV$	$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	5	$10^{18} \Omega$

MMA II-16型	$10^{-8} \sim 10^{-12}A$		$10^8 \sim 10^{10} \Omega$	11	
		$0.1 \sim 10mV$	10^{10} 以上	5	
			$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	11	$10^8 \sim 10^{18} \Omega$
MMA II-16P型	パネル型にて性能はMMA II-16型と同じ				

振動容量型電位計

SSV III-14型		$1 \sim 3000mV$	$10^8 10^{12} \Omega$ 以上	8	
SSV III-15型		$1 \sim 3000mV$	$10^8 10^{12} \Omega$ 以上	8	
SSV II-16型		$0.1 \sim 3000mV$	$10^8 10^{12} \Omega$ 以上	10	

直流増幅器型 (乾電池電源型)

MMA V-10型	$10^{-8} \sim 10^{-10}A$	$5mV$	$5 \times 10^7 \Omega$	6	$5 \times 10^{16} \Omega$
MMA V-11型	$10^{-8} \sim 10^{-11}A$	$5mV$	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$5 \times 10^{17} \Omega$

直流増幅器型 (AC電源型)

MMA VI-10型	$10^{-8} \sim 10^{-10}A$	$5mV$	$5 \times 10^7 \Omega$	6	$10^{12} \Omega$
MMA VI-11型	$10^{-8} \sim 10^{-11}A$	$5mV$	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$10^{13} \Omega$
MMA VI-12型	$10^{-7} \sim 10^{-12}A$	$5mV$	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$10^{14} \Omega$

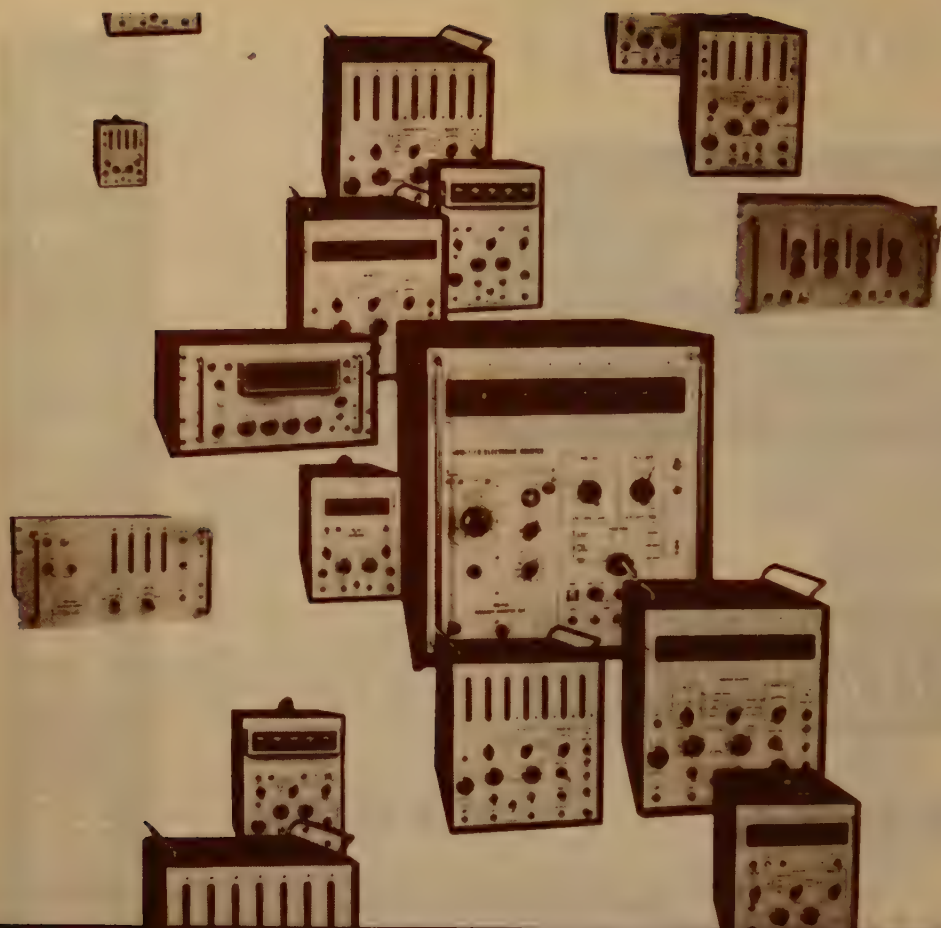
カタログは誌名御記入の上御申込み下さい。

株式会社 川口電機製作所

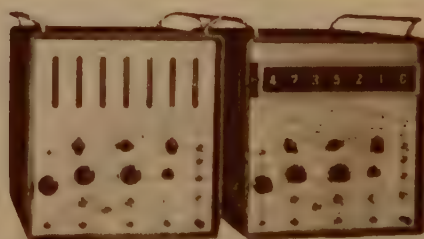
東京都港区芝白金三光町7-1
TEL 白金(441) 8312・6141~6143

KEW

超微小電流計
超絶縁計
電位計



カウンタの専門メーカー



リ研

エレクトロニクスは研究 する会社から生まれます

現場に 管理室に 研究室に カウンタはなくてはならぬものになりました。

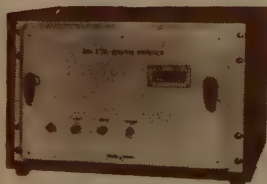
タケダ理研の 100シリーズ・カウンタには、低速度型(計数速度 30KC)から高速度型(計数速度 10MC)まで各種があって、しかもユニバーサル型ですから、周波数・周期・時間、周波数比、頻度の測定が1台でできます。

■周波数測定は、周波数変換器ユニットを用いて、220MCまで測れます。

■かずかずの開発研究を行ない、国産1号のcdsコード変換素子を用いた数字表示管による表示方式がとられています。

— TR—278 Digital Recorder

100シリーズのカウンタのうちモディフィケーションDに直結して計数結果を記録します。記録容量10桁、記録速度 毎秒1行max



TR-105D

トランジスタ カウンタ

■本器はトランジスタを回路素子に用い、プリント配線の技術を駆使して、非常に小型軽量のセットになっています。

■タケダ理研が、日本ではじめて開発したcdsコード変換素子を用いていますので、トランジスタ式としては最初の数字表示管による表示方式をとっています。このため、読みとりの誤まりがほとんどなくなり、またデジタル・プリンタにも直結できます。

■測定に際して、優れた移動性を発揮し、またユニット機器としても絶好のスペースファクタです。

性 能	
周波数範囲	: DC~2.5MC
時間範囲	: $3\mu s \sim 10,000s(2.7h)$
周期範囲	: $0.00001cps \sim 10KC$
周波数比範囲	: $1/1 \sim 1/10^4$
回転数範囲	: 0~30万rpm
精 度	: $\pm 1 \pm 5 \times 10^{-5}$

タケダ理研工業株式会社

本 社 ・ 東京都練馬区旭町285

電 話 (933) 4111 代 表

営業所 ・ 大阪市北区梅ヶ枝町71 ヤノシゲビル

電 話 (312) 2695 直通、0051代表

合理的な直流電源に……

オリジン 半導体整流器

- シ リ コ ン
- ゲルマニウム
- セ レ ン

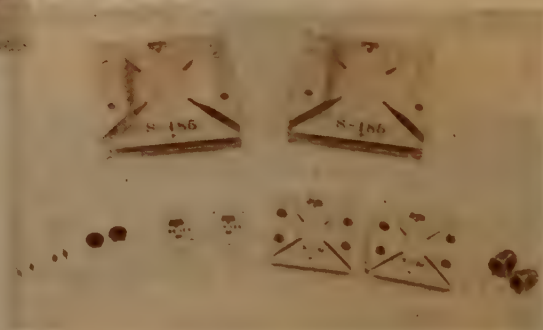


電解用シリコン整流器 出力70 V 6,000 A

シリコンダイオードは拡散法で造られ均一な品質と安定した高性能をそなえ、長期にわたり高い信頼性をもって御使用いただき御高評をいただいております。

シリコンダイオード種類：SM-150, SE-05, SE-1.5, S-8, SA-15, S-185

オリジン電力用シリコン整流器は、単結晶半導体の果し得る理想的な直流変換装置で、オリジンが擁する卓越した半導体技術者が優れた技術と最新の設備によって完成した特性・品質・信頼性と共に斯界随一の性能を揃えております。



シリコンダイオード各種

営 業 品 目

シリコン整流器 ゲルマニウム整流器 セレン整流器
理研式スポット溶接機 合成樹脂塗料 ミニチュアボールベアリング



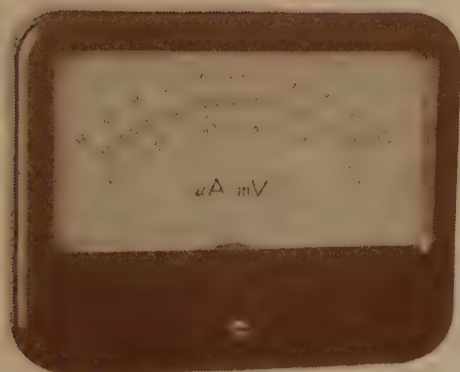
オリジン電気株式会社

本社・工場 東京都豊島区高田南町1-195 電話東京 (982)1161(代)3155(代) トウキョウカニウ 22-468
大阪営業所 大阪市北区梅田町17新桜橋ビル 電話大阪 (34)2 3 5 8 (代) オウサカカニウ 33-383
福岡出張所 福岡市下鍋町10 電話福岡 (2)6 8 8 3

SANWA

1つのムーブメントで2つの回路測定

複動メーター



MODEL MD-85

このメーターはムービングコイルを2回路以上有しておりますので同時に二つ以上の電流、電圧を重畳又は相殺して指示することができます。

真空管・トランジスタの差動には、出力電流が100%指示できるので高能率を発揮します。

真空管電圧計回路の場合1個の真空管と疑似回路のみで回路が成立しブリッジ回路の不用な場合があります。

2つのコイルは同等かある比をとったAmp/Tの異なるものも製作しております。

85型	2回路	4端子
85型	3回路	ク
65型	2回路	3端子

株式会社

三和電気計器製作所

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1069

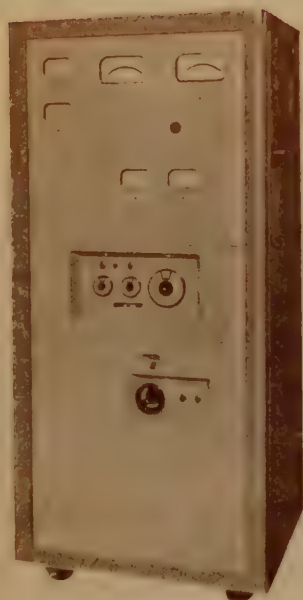
TEL: (国分寺) 219.494.608.

世界のトップレベルに行く

全Tr化

高安定直流電源装置

本邦で完成!



最大200V 30KWまで
定格出力の0~100% 連続可変
出力電流安定度 5×10^{-6} /H
リップル 1×10^{-6} 以下

装置の標準定格

入力交流電圧 200 V
入力交流電圧変動許容範囲 $\pm 15\%$
入力周波数 50または60Hz
最大出力直流電圧 200 V
出力電流可変範囲 0 から 100% 連続可変
出力電流変動率 出力電流10%から100%迄の範囲で
 5×10^{-6} /時間以下
出力電流リップル含有率 10^{-6}
スリープ巾 100, 10, 1, 0.1% 切替
スリープ時間 15分

I Double yoke type—NMR用・ESR用および Broad line type NMRとESR共用

a) 本体 磁極直径 300, 210, 150, 100mm 各種
磁極間隙 70~20 mm ボールピース又はスペーサー交換。
磁場強度 gap 60 mm で 5500~20000 Gauss 各種
磁場均一度 最高 10^{-8} まで

b) 付属機構 Yoke 直立型, 45°傾斜型, 可動傾斜型(0~90°)回転台・200°
移動台車

II Bitter type—Hall 係数または ESR 用

磁極直径 60, 80, 100, 120 mm 各種
磁極間隙 0~60 mm 可変
磁場強度 磁極間隙 40 mm で 30,000 Gauss まで

III Weib type—教育用簡易マグネット

IV Helmholtz type—Plasma—サイクロトロン共鳴など

V パルス磁場として50,000 Gauss以上発生させる空芯マグネット
およびパルスサーもあります。

電 磁 石



御引合は第二事業部営業課へ

東京電気精機株式会社

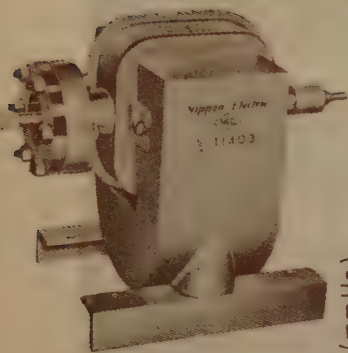


本社・第二事業部 東京都千代田区神田仲町2の11 電話 (251) 9186 代表 (291) 2096
研究所・アポンドビル 東京都千代田区神田旅籠町2の21 電話 (251) 4 4 1 4
工場 文京・立川・蒲田

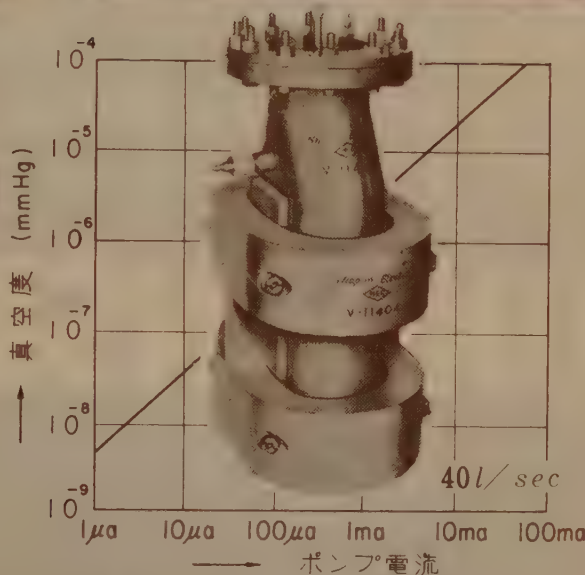
簡単に超高真空 10^{-10} mmHg が得られる！

商品の研究・改良に NEC のイオンポンプの使用をお奨めし

NEC 超高真空 イオンポンプ



8 l/sec



400 l/sec

- 清浄な
超高真空
- 騒音皆無
- 取付位置
縦横自由

NEC イオンポンプは強力な放電によって気体分子をイオン化し、このイオンがチタン陰極に衝突しチタン原子をスパッターさせる。このチタン原子がゲッター作用によりガス分子を吸着し排気が行われる。

特 徴

- 1) 到達真空度 10^{-10} mmHg 以上
- 2) 動作真空度範囲 2×10^{-2} mmHg $\sim 10^{-10}$ mmHg
- 3) オイル等の作動液、機械的に動く部分、フィラメントがなく、トラップ、ヒーター、却水が不要で動作中に停電、断水しても、大気にさらしても故障しない。
- 4) 設置に際し取付位置、取付方向、振動、加速度等による制限がない。

超高真空イオンポンプのシリーズには、ここに紹介したものその他 0.2l, 1l, 75l, 125l, 1000l, 3000l などがあります。蒸着装置も御注文に応じます。

NEC イオンポンプ

全国一手販売特約店



丸文株式会社



日本電気株式会社

東京都港区芝三田四国町二

本 社 東京都中央区日本橋大伝馬町 2-1 TEL (661) 2286 代表
支 店 大阪市西区靱本町 1-38 春陽ビル TEL (44) 5478 代表

J I S 指定工場 東京電力推奨
品質保証 価格低廉

CONDENSER

D. F 式 コンデンサー
M. P 式 コンデンサー
タンタル・コンデンサー
高・低圧進相用コンデンサー
半導体バリスタ(電子回路素子)

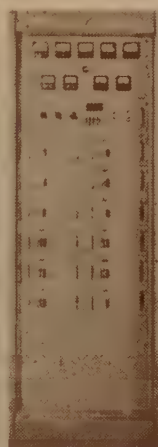


東永電機工業株式会社

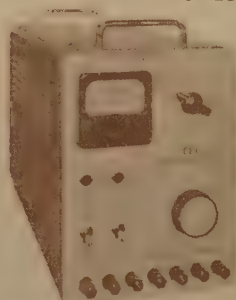
本社 東京都千代田区丸の内1-1 日本交通公社ビル TEL (211) 1391 4

C&C 直流安定化電源装置

505A形 出力を完全に短落しても **121形**
(全トランジスタ式、安心です。(特許出願中) 全トランジスタ式)



505C形
(電子管式)



本器は出力電圧0~40V(連続可変)で6A(最大)の電流が供給できる直流安定化電源であります。

本器は出力電圧100~500V(連続可変)で300mA(最大)の電流が供給できる高電圧直流安定化電源であります。

出力電圧 0~40V 連続可変
出力電流 6A
出力電圧安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル含有量 2mV 以下
内部抵抗 0.01 Ω 以下
入力電源 AC100V 50~60%
単相
消費電力 最大300VA

本装置は多種類の安定化直流電源を電子計算機用または自動制御プラント用に適するよう総括し、それらの各回路の保護ならびに警報回路を有し、またリレー等による制御運転回路を有する総合電源装置であります
(仕様により各種を製作しております。)

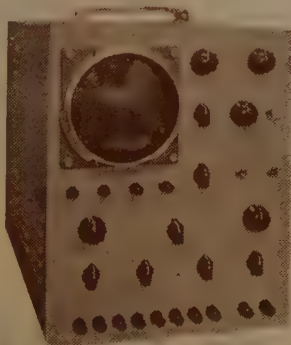
入力電源 定格(I) AC200V 3相 50/60%
定格(II) AC100V、単相 電圧変動 $\pm 5\%$ 以内

1. 安定化直流高圧
出力 100~500V 0~300mA
安定度 $\pm 0.05\%$ 以内
リップル 1mV 以下
2. 線条用直流出力
出力 5.7~6.9VDC 0~1A
安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル 10mV 以下
3. 線条用交流出力(2系統)
出力電圧 6.3V AC (unreg.)
出力電流 3A

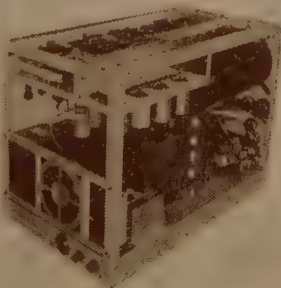
B-H Curve Tracer

強磁性体(特にトロイダルコア)の品質管理および研究用としての決定版

124形



本器は後段加速形5インチブラウン管を有するシンクロスコープ系統と2個の直流増巾器を有する検出系統を結合することにより、試料4個を接続し任意の2個を同時に比較および定量測定することができるようになっておりますので、従来この種測定装置では非常に困難であった比較および定量測定をパネル面のツマミで簡単に行なうことができます。



- 測定項目
1. $B=B(t)$ 磁束密度波計
 2. $H=H(t)$ 磁界波形
 3. $B=B(H)$ B-Hカーブ
 4. $B=\frac{1}{f} \int H dt$ 巻線出力
- 測定周波数 50, 60, 350, 420, 1,000, 1,200%
- 感度 B軸 10mV/cm~10V/cm
H軸 100mV/cm~10V/cm
- 位相差 1%~100kc $\pm 5^\circ$
- 使用CRT 5ABP1
- 入力電源 90~110V、50~60%

呈力タログ

中央電子株式会社

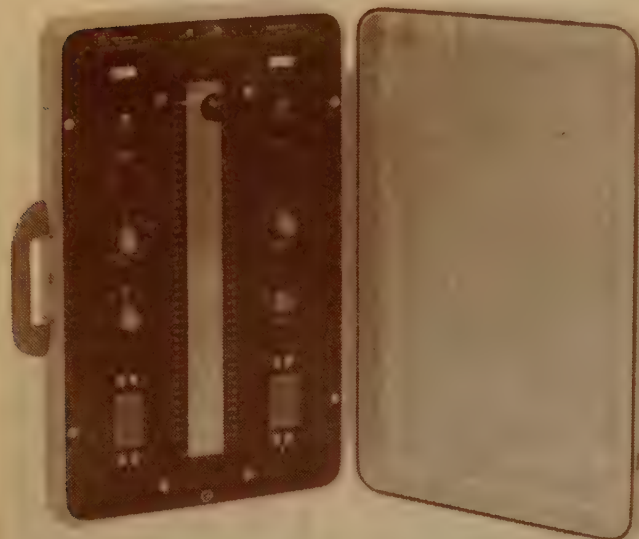
東京都八王子市元本郷町2-155

TEL 八王子(026)2局2380・6748~9



トランジスター型 ケーブルアナライザー

SPECIFICATIONS



CONTINUITY RANGES:

1, 3, 10, and 30 ohm limits at 1 ampere test current

LEAKAGE RANGES:

10, 30, 100 and 300 megohm limits at 500 volt test potential

FAULT INDICATORS:

Two electro-mechanical flag type indicators trip within 0.2 millisecond on conductor resistance fault or leakage fault.

RESET KNOB:

Fault indication remains until reset knob is operated. New test cannot be initiated until fault indicator is reset

SCANNING HANDLE:

Switching handle operating in sealed slot scans all conductors in a linear stroke motion and tests all cable conductors for faults. Returning scanning handle to home position rechecks the entire cable subjecting all conductors to a double test. Interlock prevents return of scanning handle to home position until all cable conductors have been tested

POWER SUPPLY:

Five rechargeable nickel-cadmium batteries power the transistorized high-potential leakage tester and also

the conductor resistance and continuity tester. Batteries are recharged whenever test set is connected to 110-125 volt 50-60 cycle line

CHARGER:

Battery charger is built in. Equipment is provided with separable A. C. power line cord

CABLE CONNECTORS:

Two 81-pin adapter plugs are furnished. Adapters to customer's specification can be supplied at nominal cost

PILOT:

A flashing neon lamp indicates battery condition and power on

HOUSING:

Aluminum alloy sealed case with carrying handle. Cover with separable hinge

WEIGHT:

18 lbs

SIZE:

Overall dimensions with cover and handle
Length 21 inches
Width 14 inches
Thickness 6½ inches

特長

速度・2秒間で75回線

重量・重量は約9kgで電源内蔵可搬型

外装・軽量アルミケース入

特性・MIL規格のケーブルアナライザーでケーブル相互間および対地の漏洩測定で使用簡便、自由にメンテナンスできます。

用途

航空機、通信機、電子計算機、軍用機器、電気機械器具
自動車等のケーブル試験

Maker : MICRO BALANCING INC., NEW YORK

日本総代理店

昌新商事株式会社

東京 東京都中央区日本橋室町2の4(三和銀行ビル7階)

電話 東京 (241) 3861・5726・5727・4326

大阪 大阪市東区瓦町5の42

電話 北浜 (23) 9568・6903

名古屋 名古屋市中区布池町32(太洋ビル)電話(94)2531(代)内線16

Rikō

MR型

磁気増幅器型 自動電圧調整器

標準仕様

製作容量	入力電圧 変動範囲	周波数 変動範囲	負荷変動 範囲	出力電圧 精度
0.1 ~ 10 kVA	35 ~ 115 V 又は 170 ~ 230 V	47 ~ 52 % 又は 57 ~ 62 %	0 ~ 100 %	± 0.5 %
15 ~ 50 kVA	85 ~ 115 V 又は 170 ~ 230 V	47 ~ 52 % 又は 57 ~ 62 %	0 ~ 100 %	± 2.0 %

製作容量 0.1 0.2 0.3 0.5 1 2 3 5 10 20 30 40 50kVA

カタログ・説明書・標準仕様書/仕様書作成参考資料御入用の方は下記クーポン券を御送付下さい。

電圧調整器専門メーカー

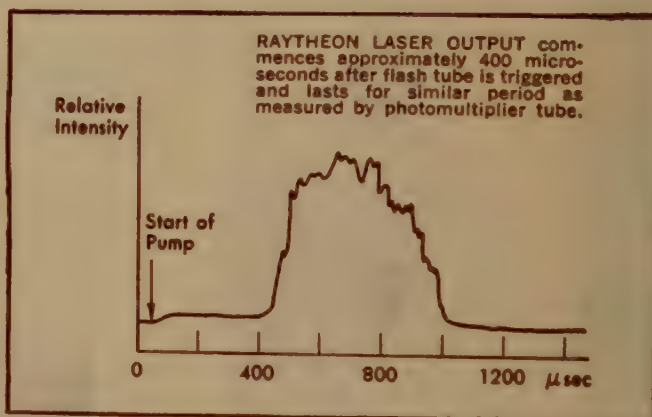
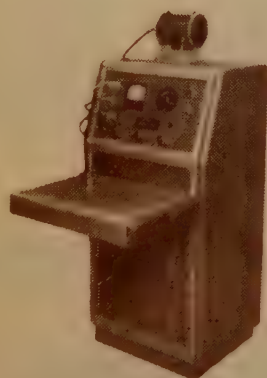


東京理工舎

本社工場 東京都北区田端新町2-5 TEL (03) 0171(代)
 川口工場 埼玉県川口市大字赤井台 512
 大阪出張所 大阪府北区中崎町 59 TEL (37) 5422

カタログ請求券
MR型

RUBY LASER



SPECIFICATIONS

1. Laser Head

Laser Material: Chromium Doped Corundum (Ruby)
 Ruby Size: 2.5" long-0.25" diameter
 Flash Tube: Special FXI suitable for use up to 400 joules (Edgerton, Germeshausen & Grier, Inc.)
 Laser Threshold: 200 joules (nominal)
 Trigger Output: BNC Connector
 Principal Pump Wavelengths: 5000-6000 Angstroms
 Output Wavelength: 6943 Angstroms
 Output Pulses: See Text
 Output Beamwidth: See Text

Output Bandwidth: See Text
 Head Size: Approx. 8" long, 5" diameter, plus mounting block

2. Power Supply

Input: 115V, 60 cps
 Reservoir Capacity: 400 microfarads
 Charging Voltage: 2,000 volts max.
 Meter: 4"-2kV FSD
 Charging Time: 60 seconds (max.)
 Remote Operation: Jack provided on front panel
 Approximate Size: 35"H x 24"W x 22"D Console with casters
 Weight: 350 lbs. approx.



米

国

RAYTHEON COMPANY

日本代理店 株式会社 エース商会

東京都中央区日本橋2丁目2番地 電話 東京 (271) 7460・8977



トランスダクタ式 直流安定電源 model/286



本器は、直列制御に矩形的ヒステリシス・ループをもつトランスダクタの制御作用を利用した新しい方式の高安定度の直流電源であります。その性能は、シリーズ・パルプ方式のC-3形安定電源(BSS E-8616)と同等以上で、直列制御に真空管を使用したものに比し損失が少なく高効率で過負荷に強く、且つ小形・軽量化されております。

主要性能

入力電圧	93V~107V	50% 60%
出力電圧	280V	±5V可変
出力電流範囲	60mA~600mA	
出力電圧の変動	上記入力電圧、出力電流の全変動に対し 0.5V (p-p) 以下	
脈動電圧	3mV以下	
出力電流変動範囲	±110mA	
構造		
シャーシ寸法	V-150 (BTS 2401)	
重量	19.5kg	

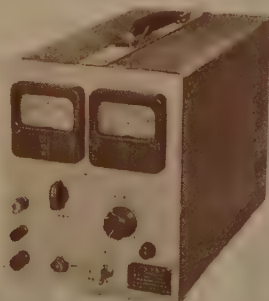
真空管方式との比較

	C-3形安定電源 (Series Valve)	トランスダクタ式安定電源 (Transductor)
寸法	V 250形シャーシ	V 150形シャーシ
重量	25.5kg	19.5kg
効率	48%	67%
入力電力	350 W	251 W
入力V A	372 V A	410 V A

トランジスタ式直流安定電源 model T-121A

1-36V 出力電圧一操作連続可変
0-3 A 0.3A・1A・3A過電流制限回路付

(特許出願中)



特長

- 出力電圧は一操作連続可変であります
- 過電流または短絡に対しても保護装置を有します
- 蓄電池に匹敵する低内部抵抗であります

性能

入力電圧	単相交流90V~105V	50% 60%
出力電圧	直流1~36V	(一操作連続可能)
出力電流	0~3A	
出力制限電流	3A 1A 0.3A	(3段切替)
出力電圧変動	上記入力電圧、出力電流の全変動に対し80mV以下	
電源インピーダンス	0.01Ω以下	
脈動率	5mV (P-P)以下	
過電流防止	上記制限電流、または負荷短絡による過電流を防止する	
外形寸法	200(幅)×350(奥行)×250(高さ)	(可搬形)

関連製品

model	入力電圧	出力電圧	出力電流	備考
T-122	90V~105V	1V~36V	0~3A	V 150形シャーシと同等
T-611	90V~105V	1V~30V	0~2A	V 100形シャーシと同等
MT-422	90V~105V	1V~36V	0~12A	V 250形シャーシと同等

営業品目

トランスダクタ式直流安定電源・電源変成器
トランジスタ式直流安定電源・低周波変成器
A-3・B-3・C-3形安定電源・変調変成器
磁気増幅器 自動電圧調整器・塞流線輪
鉄共振形
録音テープ用磁気抹消器・磁気増幅器
各種電源機・器・樹脂加工変成器

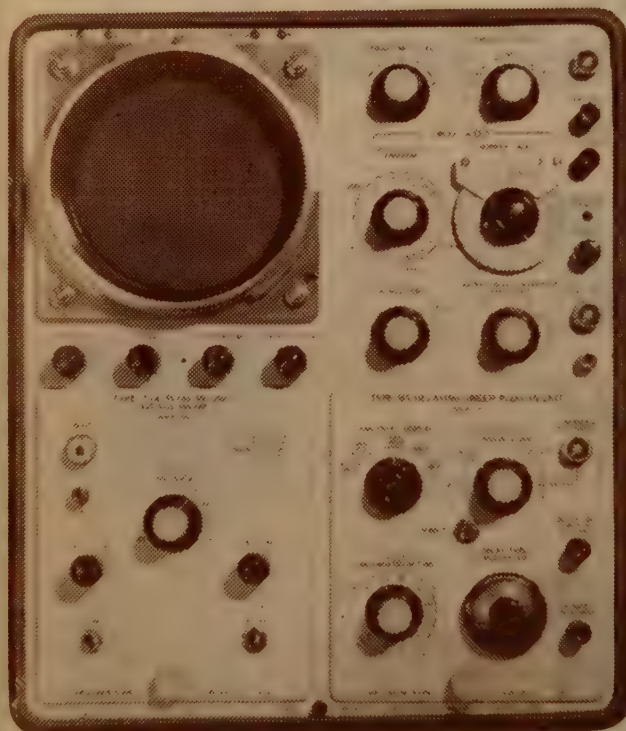
東立通信工業株式会社

東京都品川区西大崎2-170 TEL (491) 1191(代表)

日本ではじめての

dc \leftrightarrow 50MC

V・Hシンクロスコープ-7。



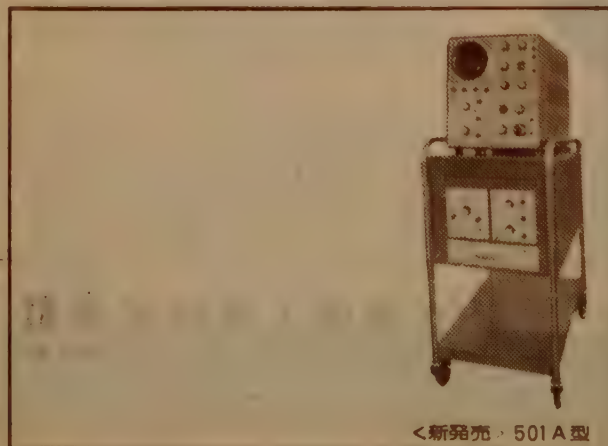
垂直軸 (VERTICAL) と水平軸 (HORIZONTAL) とをプラグイン式にした、日本ではじめての広帯域シンクロスコープです。

主な特長

- V (垂直軸)、H (水平軸) とともにプラグイン式ですから、1台であらゆる用途に利用できます。
- 垂直軸増幅部の帯域が dc~50MC と広帯域です。
- 2現象切換時の過度歪消去回路を備えています。
- 掃引速度の微調整ができるので、任意の掃引速度が正確に校正されて読みとることができます。
- 最大掃引速度は、いままでの約2倍の 10m/sec/cm です。

詳細は……………

お近くの計測器販売代行店、または営業所にお問い合わせ下さい。



＜新発売＞501A型



松下通信工業
計測器

カタログ進呈
横浜市港北区綱島町



Completely Transistorized

UNIVERSAL IMPEDANCE BRIDGE TYPE 1650A

半導体部品の電極間容量から数トンの重量を有する変圧器インピーダンスまで測定可能です。

仕 様

測定範囲：R=0.001Ω～10MΩ

C=1 pf～1000μf

L=1 μh～1000h

Q=0.02～1000（1 kcにおいて）

D=0.001～50（1 kcにおいて）

測定精度：R, C, L=±1%以内

Q, D=±5%以内

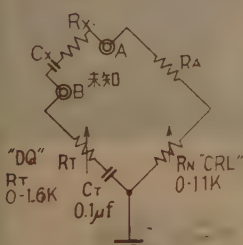
自蔵回路：信号源はバッテリーおよび1 kc発振器を自蔵す。

検本部はGR社特許による“ORTHO NULL”回路により1 kcにおいてフラットな零平衡が可能です。
なお20%から20kcの範囲では別途信号元を御使用下さい。

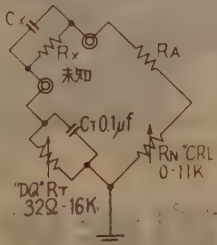


F. O. B. 価格 \$ 440

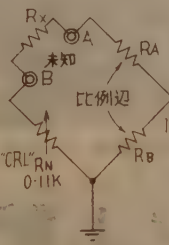
本 器 の 測 定 例



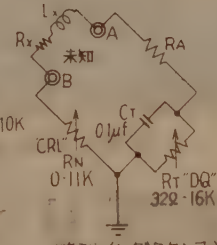
(直列キャパシタンス)



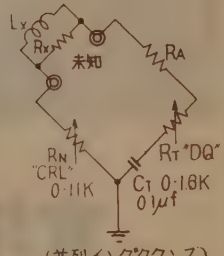
(並列キャパシタンス)



(抵 抗)



(直列インダクタンス)



(並列インダクタンス)

GENERAL RADIO COMPANY
TEKTRONIX, INC.

日本総代理店

緑屋電気株式会社

本社 東京都中央区京橋二丁目三番地（守随ビル）
電話 (561) 9256 (代) 5848 輸入課直通



プリント配線

設計から組立まで
総合一貫作業

試作・特殊用途等何でも
御相談下さい。



米国ミカ社製エポキシガラス基板

総代理店

東洋プリント配線株式会社

営業所 東京都千代田区神田小川町2-3(新小川町ビル8階)

TEL (291) 3381~5 内線28~30

本社・工場 東京都北多摩郡小平町小平学園東区37-1

TEL 国分寺 196, 小平507

技術本部 東京都北多摩郡小平町小平学園東区51-31

日・米・英・独・スイス特許

HIGH
PRECISION
PATENTED

世界最高水準品 !!

J. MICRO MOTOR

科学技術庁長官賞受賞
特許庁長官賞受賞
大河内記念賞受賞
朝日新聞発明賞受賞
科学技術庁注目発明選定

高信頼度 高追従性 安定性能

D. C. SERVO MOTOR, SERVO MOTOR GENERATOR

マイクロモーターは独特の構造をもつ極めて精巧な微小形低損失直流電動機で、短起動時定数、高信頼度を有し、自重 100 g のモーターの能率 73% という 1/2 HP の直流電動機の能率に匹敵する高性能モーターである。

特に使用経過による作動電流の漸増傾向は全くなく性能は均一かつ安定である。

当社で定めた規格テーブルの数値と製品性能との差異はなく、詳細な仕様規格によって納入します。

特

- (1) 各個特性の偏差が極めて少い
- (2) 直径 18 mm 重量 43 g
- (3) 高能率 0.5 W 型 52% 2 W 型 73%
(連続定格出力時)
- (4) 定格負荷連続作動 2,000 時間以上
- (5) 右転、左転特性一致

徴

- (6) $-50^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ で作動
- (7) 定格出力時定格回転数 3,000, 5,000 r.p.m.
- (8) 180 g の加速度に耐える
- (9) Hg 10⁻⁶ mm において作動
- (10) 短起動時定数 0.02 秒以下

GEARD MICRO MOTOR TYPE CL-4 B-u 60; 60 rpm,
2 kg-cm Cont. Duty, RATED INPUT 2.2 W

製造品目

微小形低損失直流電動機
微小形低損失直流発電機

微小形速度計発電機付直流電動機
信号用直流電動機



前列左より

タコジェネレーター内蔵サーボ用マイクロモーター、同軸切換装置内蔵マイクロモーター及び CL-3 R, CL-3 R, CL-2 A, CL-2 A, マイクロモーター

トランジスタテープレコーダー用普及品もございます

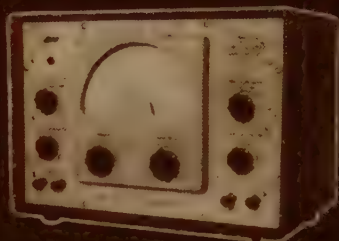
日本マイクロモーター株式会社

東京都目黒区下目黒 4-851 番地 電話 (713) 代表 2137~9

SV-502 広帯域高感度真空管電圧計



SV-501型のデザインは502型と同一



AG-201 矩形波正弦波発生器

SV-508 P-P V.T.V.M.



V.C.Fタイプ・プローブ入力方式です
から外部誘導を受けることなく極微
少電圧を高安定度で計れます

良質な20%~1Mcまでの矩
形波と正弦波が別々の出力端
子から同時に取りだせます

2段にわたる蓄積回路に
より0.0001V~1000V
までのパルス電圧測
定が可能です

SV-502

測定電圧 3, 10, 30, 100, 300mV, 1, 3, 10, 30,
100, 300Vフルスケール(内1.3V
以上は倍率器による)
周波数特性 10%~10Mc ± 1 dB
(10%~4Mc ± 1 dB)
S V-501型

精度 3%

入力インピーダンス 30M Ω 以上並列8PF以内, 10
M Ω 並列3PF以内(3V以上)
使用真空管 6R-HH1, 6EJ7 $\times 2$,
6CA4, 6RA2, 6AU6,
0A2, 1N21C $\times 2$,
(6R-HH1, 6EJ7 $\times 2$,
6CA4, 0A2, 0A72 $\times 2$)
S V-501型

外形寸法 205 \times 290 \times 325mm
(205 \times 290 \times 305mm)
S V-501型

AG-201

周波数範囲 20%~1Mc

矩形波

出力電圧 0~10V (P-P)

立ち上がり時間 約0.1 μ sec

周波数精度 $\pm 2\%$

正弦波

出力電圧 0~10VR \cdot M \cdot S

歪率 1%以下

使用真空管 6AH6, 6AW8,
6CL6 $\times 2$,
12AT7

外形寸法 380 \times 300 \times 245mm

SV-508

実用周波数範囲 10%~150KC

測定電圧 0.0001V~
1000V (P-P) 6レンジ, 最
低レンジ0.01V

入力インピーダンス 2M Ω 8PF

実用最小立ち上がり時間 1 μ sec

実用最小パルス巾 3 μ sec

誤差 $\pm 5\%$ (パル
ス) $\pm 3\%$ (サイン)

使用真空管

6AU6 $\times 4$, 6AL5 $\times 2$,
12AU7 $\times 2$, 6X4, 0A3,

電源電圧

85~105V, 50~60Hz

外形寸法 335 \times 180 \times 150mm

本社・工場

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪
521番地 電話(国分寺)496

東京営業所 東京都千代田区神田司町1-1 電話 東京 (231) 0621, 3906

■カタログ御希望の方は本誌名御記入の上〒20円同封して御申込下さい■

- ・ 画期的ワンタッチシステム……
- ・ プッシュボタンを押すだけでトランジスタのチェックは **OK!**
- ・ パネル面には調整箇所が1箇所もなく、操作はプッシュボタンを押すだけで直ちに広角メータに測定値が指示されます

TC-1071 トランジスタチェッカ



規 格

- 1) 測定範囲

一般トランジスタ	I_{cBo}	0 ~ 50 μ A
	$h_{fe}(\beta)$	0 ~ 500
大出力トランジスタ	I_{cBo}	0 ~ 5 mA
	$h_{FE}(DC\beta)$	0 ~ 500
- 2) 測定条件

I_{cBo}	9 v
h_{fe}	{ エミッタ電流 1 mA
	{ Ac入力 (1kc) 1 μ A
h_{FE}	{ ベース電流 1 mA
	{ コレクタ、エミッタ間電圧 2 v
- 3) 測定トランジスタ

PNP型、NPN型、大出力、中出力、小出力、高周波、低周波等の各種トランジスタ
- 4) 精度

I_{cBo}	h_{FE}	$\pm 3\%$
h_{fe}		$\pm 5\%$

実用新案申請中

エレクトロニックカウンタ HP-2012

- ・ 電話器、ダイヤル、インパルスの測定
- ・ 各種継電器、スイッチのブレイク時間及びメイク時間の測定
- ・ 各種継電器、スイッチ及びダイヤルの2現象間の時間測定
- ・ 周波数、周期、その他積算計数

規 格

基準時間	1 m sec (1kc)
基準時間安定度	$\pm 1 \times 10^{-5}$
分解時間(周波数範囲)	50 μ sec (20kc)
入力数	2回路
計数回路方式	トランジスタ式 10進回路
表示桁数	3桁 0 ~ 999 数字表示管

営業品目

パルス応用機器	放射線測定器
デジタル計測器	通信機器
工業計測器	その他各種測定装置



カタログ贈呈

HD 北斗電工株式会社

本社工場 大阪府吹田市山田下2083 TEL (38) 5701
 東京営業所 東京都目黒区碑文谷3の24 TEL (712) 4157

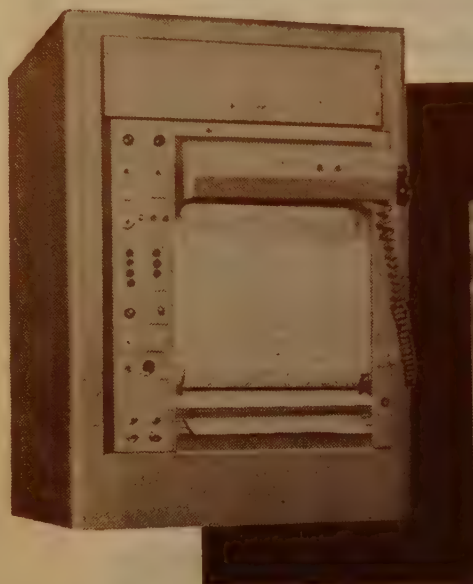
CEC

CONSOLIDATED

RECORDING OSCILLO GRAPH

(オシログラフ)

TYPE 5-123



特にプリント・アウト記録を産み出すことの為に設計された画期的なオシログラフで、モジュラー設計、直接ラックに据付可能、最も新しい“Dataflash”技術の採用などをその主な特徴としている。

- 新しいモジュラー設計
- Dataflash の採用
- 即時プリント・アウト記録
- 押ボタン式速度選択
- 完全な前面操作
- チャンネル数は最高 50
- 高感度ガルバノメーター使用
(DC~5000 サイクル)

その他各種オシログラフがあります。

カタログ贈呈

Consolidated Electrodynamics Corp.

日本総代理店

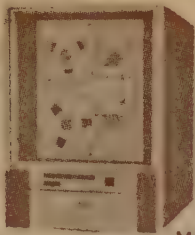
コロンビヤ貿易株式会社

本社
大阪出張所

東京都港区芝田村町1丁目5番地川手ビル
大阪市北区宗曼町44番地

TEL (591) 7205-2

TEL (44) 3087-8



Model 906 II

1. Transistorized Digital Magnetic Tape Handler Model 906 II

Tape Speed: 150/75 ips., Rewind Speed: 300 ips.
Start Time: less 3 ms., Stop Time: less 1.5 ms.
Tension Arm Slack Loop & Vacuum Buffer Applied

2. Digital Magnetic Tape Tester Model 3320

Format Compatibility: IBM, RR, RCA, Burroughs & NCR
Incorporating M90611 Tape Handler
Read/Write Amplifier can locate & visually examine every tape defect

POTTER INSTRUMENT CO., INC.



Series 4000

Series 4000 Disc File Memory

Capacity: 30,000,000 to 720,000,000 bits
Disc Quantity: 1 to 24, Disc Diameter: 39"
Speed: 900 to 1,200 rpm, Data Tracks: 768/face
Magnetic Head: 6 pcs/disc (standard)
Pulse Density: 206 to 270 bits per inch
Average Access Time: less than 45 ms.

BRYANT COMPUTER PRODUCTS



Model 201

High Speed Digital Plotter Model 201

Plotting Speed: a. 8 points/sec with 4 symbols
b. up to 20 points/sec with random symbols
Resolution: 1) Vertical Axis: a. 400 points/inch
b. point spaced 0.025" apart.
2) Horizontal Axis: a. Paper feed spacing $\pm 0.025"$ per increment of X
b. 0 to 99 increments available per input command

Input: in broadside form on 25 bits lines

TALLY REGISTER CORPORATION

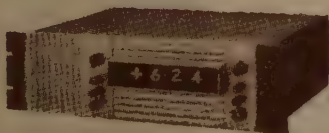


Speedreader 2000

High Speed Card Reader Series 2000

Punch Card Reading Rate: 400 to 3,000 cards/min.
Timing & Reading Operation: by photo diodes
Hopper or Drawer Capacity: 4,000 cards
Can read either the RR or IBM card
On-line or Off-line Application available

UPTIME CORPORATION



Model VI2-AD

Voltage Digitizer Model VI2-AD

Input: 0.1 mA, 1/10/100 V
Output: Binary coded decimal 2-4-2-1 & its complement
Decimal 1 in 10" to drive remote display & high input impedance printers
Size of least bit (on 1 V scale): 0.1 μ A, 1.0 mV
Accuracy: $\pm 0.05\%$ of full scale
Maximum required conversion time: 480 μ s.

ADAGE INCORPORATED



Model GP-300

Super Speed Tape Perforator Model GP-300

Operating Speed: up to 300 codes/sec
Standard Hole Fole Pattern. 5, 6, 7 or 8 hole
Maximum accumulated error in feed:
 $\pm 0.005"$ in 6" of punched tape
Lubrication: Splash bath lubrication

SOROBAN ENGINEERING, INC.

日本総代理店 兼松株式会社東京支社電子部

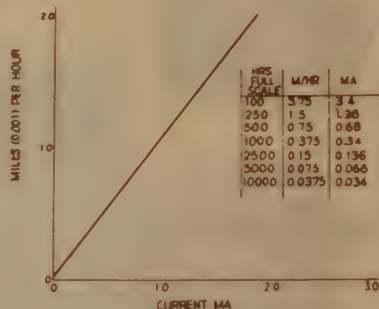
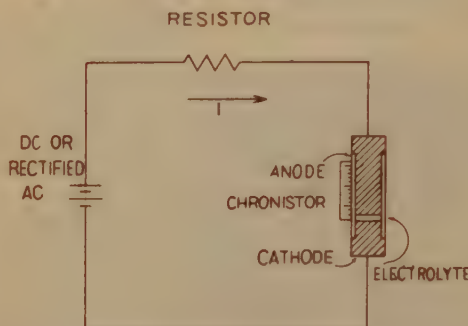
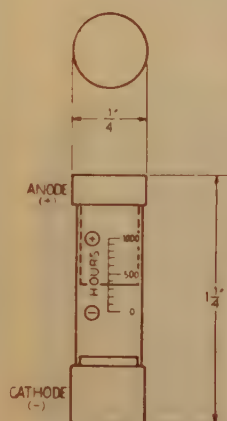
東京都千代田区丸の内1の6 (東京海上ビル新館) TEL (281) 6811 (大代表)

CHRONISTOR

(経過時間指示器)

クロックメーターに代る安価な製品で、微小直流電流を流すと時間に比例してガラス筒内部の指示物が短くなり時間を±5%の精度で示します。電子機器の使用時間指示に最適。

製品は7種類あり。



BERGEN LAB., INC. U. S. A. 日本総代理店

太陽商事株式会社

東京都港区芝新橋5丁目16番地 電話 東京 (431) 5634

アポロ サーマル・リレー

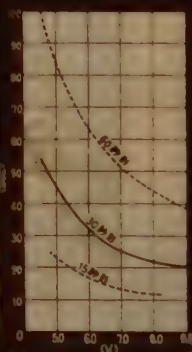
● 各種機器の回路保護 ●

品名	遅延時間 (Sec)	接点負荷(抵抗負荷)		摘要
		(V)	(A)	
6 N O 15	15±10%	250 (AC)	2 (AC)	ヒーター容量 6.3 V 2 W
6 N O 30	30±10%	250 (AC)	2 (AC)	
6 N O 60	60±10%	250 (AC)	2 (AC)	9 PMT形

動作周囲温度 -55°C ~ 80°C
ヒーター電圧 2.5, 5.0, 6.3, 12, 25, 100 V
用も製造しております。



サーマルリレー 動作特性



● 太陽電子株式会社 販売代理店

太陽商事株式会社

東京都港区芝新橋5丁目16番地 電話 東京 (431) 5634

小型軽便な

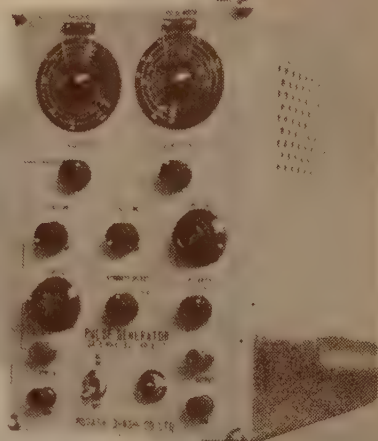
全トランジスタ式パルス発生器

本器は矩形波及び三角波パルス発生器で、種々その波形を変えることが出来る様に設計されています。

主に、音声源・ピッチ聴覚用テスト、或は、波形の変換用として又一般のパルス発生器としても使用出来ます。

性 能

- ①繰返し周波数 50%～5000%
(3段切換連続可変)
- ②パルス巾 $50\mu\text{S}$ ～15mS
(4段切換連続可変)
- ③極 性 正又は負
(アース基準)
- ④出力レベル 最大15V (負荷 600Ω の時)
(出力調整付)
- ⑤内部インピーダンス 600Ω 以下
- ⑥外部同期 2V以上で駆動 正弦波 P.P.
- ⑦電 源 AC 100V \pm 10Vの変動に
対して安定に動作する



武蔵電子工業株式会社

東京都北多摩郡狛江町和泉150
TEL (416) 3155 代表

トランジスタ式イメージオルシコンカメラ

- ◆全トランジスタ化されている為小型・軽量で消費電力が僅少(約200W)です。
- ◆4本レンズターレット方式、ズームレンズも使用可能です。
- ◆真空管式カメラ以上の安定性と機動性を有しています
- ◆電気部品は夫々のプリント基板に取付けられ全部展開出来る構造になっていますので保守・点検が容易です。
(現在CBC、信越放送・北陸放送等の民放各局で御使用中であります)



トランジスタ式超小型テレビ中継車

- ◆我が国最初の全トランジスタ式テレビ中継車で、上掲のイメージオルシコンカメラをはじめ、構成機器はすべてトランジスタ化されておりますので消費電力極めて少く且つ電源を自蔵しておりますので中継放送に優れた機動力を発揮致します。

(北陸放送で活躍中のTV式中継車)

(本機は日本電子機器製作所との共同製作です)



池上通信機株式会社

東京都港区芝西久保巴町49番地(三角ビル) 電話(431) 5536・5686・5750
工場 東京・川崎・藤沢・水戸 営業所 東京・大阪・水戸

日本高周波の



マイクロ波測定器 マイクロ波関連機器



インピーダンス直視装置

100MC ~ 100,000MC 同軸系・導波管系 各形

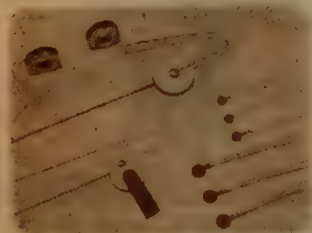
定在波測定器
空周波数計
半同軸波数計
ボロメーターマウント
電力計ブリッジ
吸収形電力計
通過形電力計
クライストロンマウント
クライストロン電源
各種減衰器

ダミーロード
方向性結合器
回路素子
マグネトロンパルサー
スペクトラムアナライザー
インピーダンス直視装置
較正用受信機
パラメトロンアンプ用素子
Q直視装置
その他総合測定装置

日本高周波株式会社

本社・工場 神奈川県横浜市港北区中山町1-119 電話 川和 15番
東京事務所 東京都港区芝南佐久間町1-55 和田ビル 電話 (501) 9588・2662
東京研究所 東京都文京区宝塚3 電話 (921) 1970

最高性能のOS半導体製品



OSサーミスタ

温度測定用 時間遅延用
温度補償用 サージ電流吸収用
振巾制御用 各種測定および分析用



OSバリスタ

接点火花消去用
回路電圧安定用
サージ電圧抑制用

電気接点

マイク
自動電話交換機
モーター
水品発振子
小型恒温槽
その他
用用用用



株式会社 大泉製作所

本社 東京都練馬区貫井町4-10番地 電話 (991) 1101 (代) 番
銀座営業所 東京都中央区銀座西7丁目6番地 和田ビル 電話 (571) 8500・8501 番

ダイオードカーブトレーサ

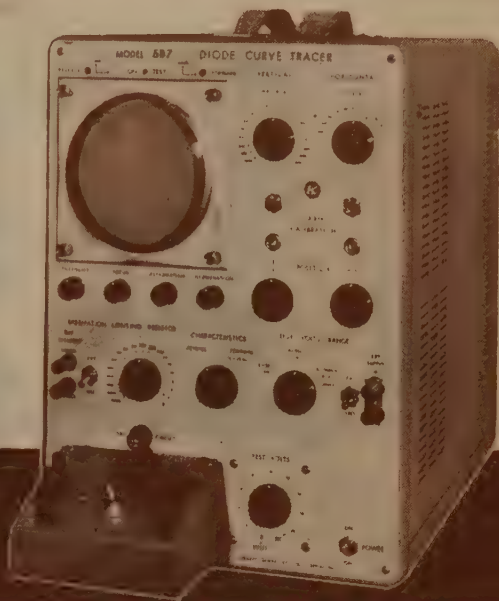
MODEL 587

本機は、ゲルマニウムまたはシリコンダイオードのように、整流作用を
しめす試料の正方向特性および逆方向特性を、ブラウン管面にトレース
する装置で、電圧軸は0.1V/divより200V/divの最高2000V peak、電流
軸は0.001mA/divより1000mA/divの最高10A peakまでの広範囲の
測定が、照明された10分割の目盛上に簡単な操作で求めることができます。
なお各種の保護回路があり試料ならびに本機の損傷を未然に防いでおり電
源は安定化され、補正および校正はパネル面で行なえます。

電 源.....100V、50/60cps 約120VA (無負荷)
寸 法・重 量.....(最大部) 320×445×580mm³ 約29.3kg
試 験 電 圧 (電源周波数).....3レンジ
0～20V peak 最大 10A peak (全波)
0～200V " " 1A " (半波)
0～2000V " " 0.1A " (半波)
電 圧 測 定 度.....11レンジ
0.1/0.2/0.5/1/2/5/10/20/50/100/200V/DIV
誤 差.....3%
電 流 測 定 度.....19レンジ
0.001/0.002/0.005/0.01/0.02/0.05/0.1/0.2/0.5/1
2/5/10/20/50/100/200/500/1000mA/DIV
誤 差.....3%
損失制限用抵抗.....19レンジ
0/1/2/5/10/20/50/100/200/500/1k/2k/5k/10k/20k/50k
100k/500kΩ
電力容量.....別 表

キクスイの

電子応用測定器



主要営業品目

真空管電圧計・高周波発振器・電圧電流電導
オシロスコープ・矩形波発生器・プリント配線基板

株式会社 菊水電波

本 社 東京都大田区馬込町西4-67 電話 (771) 9191 (代表) 五川工場 川崎市新丸子東3-1175 電話 (047) 8171 (代表)

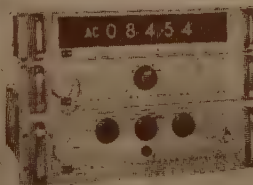
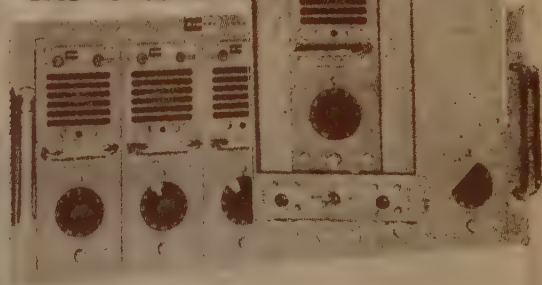
WIDEBAND DC AMPLIFIER

MODEL 112A

- ±2μV Stability for over 400 Hours
- <5μV Noise
- 100 KΩ Input, <1Ω Output Impedance
- 45V, ±40 mA Output
- 40 kc Bandwidth
- 20 to 2000 Gain with Standard plug-in
- Integral Power Supply

Equivalent Input Drift (After Warmup).....less than 2μV for 400 hours.
Equivalent Input Noise.....less than 5 μV peak to peak from 0 to 3 cps.
.....less than 5 μV RMS from 0 to 750 cps.
.....less than 12 μV RMS 0 to 50 kc.
Input Impedance.....100,000 ohms, Output impedance less than 1 ohms.
Gain.....Ten steps from 20 to 1000 with continuous 1 to
2 times vernier adjustment of each setting.
Gain accuracy.....0.5% DC to 2 kc.
Micro-Gain.....Control permits adjusting individual gain
setting to 0.01 % gain accuracy.
Gain stability and linearity.....0.1 %
Frequency response.....±0.1 db to 2 kc, ±0.3 db to 10kc, less than
3 db down at 40 kc.
Output capability.....40 mA into 10 to 400 ohms, ±35 volts into 1000 ohms,
±45 volts into 10,000 ohms.

KINTEL
A DIVISION OF
CONU
ELECTRONICS INC.



MODEL 502B

AC/DC DIGITAL
VOLTMETER

- ACCURACY
AC V: 0.1% ± 3 DIGITS
DC V: 0.01% ± 1 DIGITS
- RANGE AC
0.001 ~ 999.9V RMS
30 ~ 10,000 cps
- RANGE DC
±0.0001 ~ ±1,000V

日本総代理店
兼松株式会社
東京支社電子部

東京都千代田区丸の内1(東京海上ビル新館) 電話 (281) 6811(大代表)

お問合せは 総発売元

株式会社 菊水電波

東京都大田区馬込町西4-67 電話 (771) 9191 (代表)

二十年の聖験

大倉の

チヨッパー



用 電子管記録計
途 直流増幅器等

寿命	20,000 時間以上
雑音	$1/\mu V$ 6k Ω
励磁コイル	50 c/s 6.3V 85 Ω
種類	60 c/s 一般用・低入力用

米国 Swartwout 社と提携

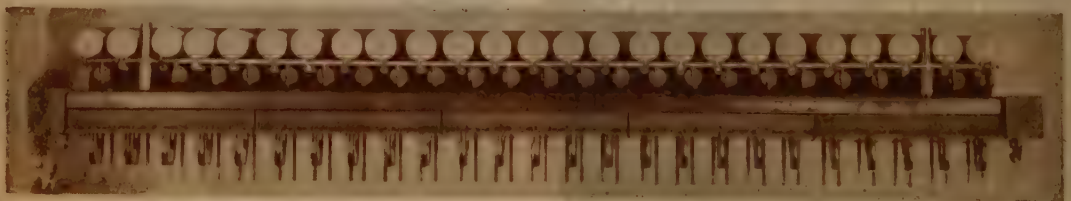


大倉電気株式会社

本社 東京都渋谷区美竹町10スクールビル内 電話(402) 1181~5
東京工場 東京都杉並区西田町2の407 電話 (398) 5111(代表)
秩父工場 埼玉県秩父郡皆野町皆野2076 電話 皆野 13.38

大阪出張所 大阪市北区芝田町112 井上ビル24号室 電話(36)5791~5, 5891~5(交換)
名古屋出張所 名古屋市東区葵町34 古庄ビル内 電話(97)8612
小倉出張所 小倉市紺屋町1-20-1 丸瀬ビル内 電話 小倉(5)8621

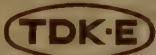
電子計算機に□自動制御回路 に□パラメトロン・システム



(パラミスター)

□パラミスター□メモリー・マトリックス

パラメトロン演算回路システムは、日本で生れた独得の計算機方式で、その優れた安定性は、自動制御方式の決定版といわれています。米国を始め各国でも高く称賛され採用も本格化しております。TDKはパラメトロン・システムの回路素子パラミスター、記憶素子メモリーマトリックス等を量産するほか、電子計算機、自動制御装置の製作のご相談に応じております。



1月1日より商標が左
のように変りました。

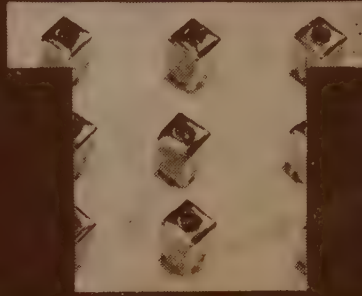
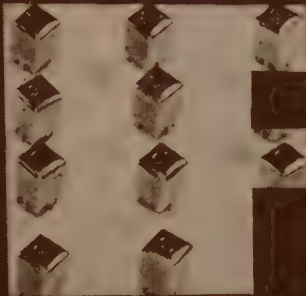
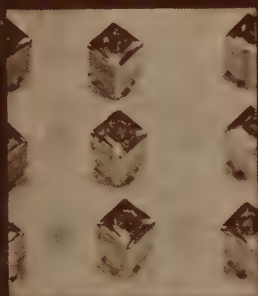
東京電気化学工業株式会社
東京都千代田区神田松住町2番地



優れた設備の工場から、優れたパーツ！

カタログ進呈

御希望の方は本誌名記入の上
PR課まで申込み下さい。



ミツミ電機株式会社

東京都北多摩郡狹間町小足立1056
TEL (416) 2219・2619・2692

測定器、制御機器用

パネル型摺動変圧器



測定器、制御機器等の電源電圧調整にパネル型摺動変圧器の使用をお奨めします。
当社は小は一次 30 V、二次 0~30 V 1 A 程度のものから、大は一次 100 V、二次
0~130 V 40 A、一次 200 V 二次 0~260 V 30 A 等の大容量のものまで種々製作し
ております。

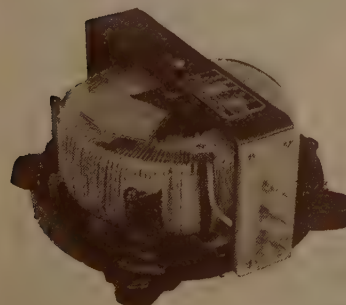
写真上は一次 100 V、二次 0~130 V 1 A の標準品、下は一次 100 V、二次 80~
120 V 30 A の特殊品です。

二個又は三個を同一軸で摺動させる三相用、二個の摺動変圧器と補助変圧器を組合
せた微細調整型（定格例、一次 100 V、二次 0~130 V \pm 5 V、10 A）一次、二次巻
線を別々に巻いた絶縁型等の特殊品も製作し、各方面に広い利用が考えられます。
シャフトの回転トルクは 100 V 5 A の標準品で 0.3 kg \cdot cm 程度で小容量のモータ
ー駆動により自動調整に使用することが出来ます。

またマイクロ・スイッチを数個とりつけ、シャフトにつけたカムによりこれを作動
させ、任意の電圧値で任意の回路の断続をさせることも出来ます。

約 10 万回程度の使用に耐え、定期的に行えば、十数年の長期使用も可能です。
測定、検査等に計器類と組合わせ、又電源電圧降下の昇圧用に单相、三相の単独使
用型も製作しております。型録、寸法図を準備しております。

特殊品に関するお問合せを歓迎致します。



東京精電株式会社

東京都港区芝南佐久間町1ノ5
電話 (501) 9349・9522



捲鉄芯型

新製品

超小型パルストランス

- 捲鉄芯型のため温度特性極めて安定
- $-55^{\circ}\text{C} \sim +130^{\circ}\text{C}$ にてパルス巾変化 $\pm 10\%$ 以内
- 高インピーダンスでも減衰が僅少
- 良好なパルス波形
- 特殊モールドにより完全密封型
- 巻線比トランジスタ 4:4:1, 真空管 1:1:1
- 下記の他、真空管用13種を用意す

トランジスタ用 (ブロッキング発振データー)

CAT NO	直流抵抗 (概略値)			パルス 巾 μsec	ライズ タイム	オーバー シュート	バック スウィ ング
	1~2	3~4	5~6				
H-13	0.15Ω	0.55Ω	0.09Ω	0.05	0.03	0%	0%
H-14	0.5%	0.56%	0.21%	0.1	0.03	0%	0%
H-15	1.0%	1.1%	0.4%	0.2	0.03	0%	0%
H-16	2.0%	2.2%	0.5%	0.5	0.03	2%	10%
H-17	2.3%	2.7%	0.5%	1	0.04	0%	12%
H-18	4.0%	4.7%	0.8%	2	0.07	0%	15%
H-19	5.0%	5.5%	1.0%	3	0.09	0%	18%
H-21	9.8%	11.0%	1.4%	5	0.1	0%	23%
H-22	33.0%	37.0%	4.9%	10	0.15	0%	15%

株式会社 タムラ製作所

本社 東京都新宿区柏木4の689
電話 東京 (371) 7206 代
大阪営業所 大阪市北区老松町3の21
電話 大阪 (36) 5459

バリスター

サーミスター

営業品目

- サーミスター
- バリスター
- 亜酸化銅整流器
- サーミスター 温度計
- サーミスター 温度調節器
- サーミスター 風速計

サーミスター
風速計



SD 株式会社 芝浦電子製作所

本社 東京都板橋区前野町1~3 電話 (961) 5328 (代)
川口工場 埼玉県川口市飯塚町1~346 電話 川口 3253

電気通信学会発行図書

改訂 最近の電気通信工学の解説

前編 A 5判304頁上製 定価400円 ¥100円
後編 A 5判328頁上製 定価450円 ¥100円

電信電話専用設備

A 5判 218頁 280円 ¥60円

新しい通信測定

A 5判 186頁 250円 ¥60円

海外論文 トライツク理論

A 5判 220頁 300円 ¥30円

加入者宅内装置回路図

ボックツト製 250円 ¥40円

A形自動交換機回路図

同 250円 ¥40円

改訂手動電話交換機回路図

同 250円 ¥40円

手動電話装置回路図

同 200円 ¥30円

私設電話交換機回路図

同(1) 200円 ¥40円
同(2) 150円 ¥30円

新編H形自動交換機回路図

同 250円 ¥50円

改訂中

通信工学 オペレーション・リサーチ

A 5判上製 274頁 定価500円 ¥90円

最新の半導体工学 (材料から応用まで)

B 5判 166頁 定価380円 ¥60円

パラメトロソとその応用

A 5判 230頁上製 定価450円 ¥80円

電波伝はん

A 5判 376頁上製 定価500円 ¥120円

通信線路伝送理論

A 5判 302頁上製 定価400円 ¥100円

カラータレビジョン技術

A 5判 164頁上製 定価280円 ¥50円

最新のテレビジョン技術

A 5判上製 228頁 320円 ¥90円

最新のバルス技術

A 5判 330頁上製 定価550円 ¥100円

執筆者 茅野 健 外9名

監修 磯津屋次郎・岡部豊比古・西島光博・伊藤義一

執筆者 高橋秀俊 外9名

執筆者 柿田 潔

執筆者 小林 寛雄

執筆者 高橋敏太郎 他11名

執筆者 高橋敏太郎 外9名

実用通信工学叢書

並製

通信理論とその応用 定価 170(¥40) クロスバース・イッチ

負帰還増幅器[理論と実験] 180(¥40) ワイヤス・ワソック・継電器

電話・トライツク理論とその応用 200(¥40) グアイヤル・ソバリスの伝送

伝送回路網及び濾波装置(1) 160(¥40) 交換機械測定法および測定器

同 上(3) (動作・パラメータ設計法) 200(¥40) 継電器回路の手引

ワイヤ・ホソ・ス・ビーカ 290(¥50) 4号形電話機

電信用継電器 40(¥20) 共電式構内交換機

音声周波市外グアイヤル方式(1) 230(¥50) 搬送式多重電信

同 150(¥40) 無線測定

同 150(¥30) 通信機器の防湿処理

同 120(¥30) 130(¥30)

発行所 社団法人電気通信学会

東京都千代田区富士見町2の8

電話 (301) 3231~5・(331) 7348

振替口座東京 35300 番

最近のテレビジョン展

昭和36年11月11日(土) 1911月17日(金) 未

東京都立産業会館(東京都千代田区大手町 都電大手町下車)

主 體 子 子 子 子 子 子 子

電氣通信学会、電子機械工業会、郵政省、日本電信電話公社、日本放送協会、

日本民間放送連盟

後 援 東 京 都

展示品目 トランジスタテレ受像機, トランジスタ受像機, テレビジョン機・部

カラ—受像機，測定器，固体回路，電池等

真空に関する連合講演会(第2回)案内-

期 日 昭和 36 年 11 月 22 日 (水)

● 京都府立総合医療センター（京都市左京区岡崎，案内図参照）

連合講演会 午前9時～午後5時 40分
京都公館公設場

懇親會 午後6時

会費 300 円 準備の都合上当日正午までに受付へお申込下さい。

講演予稿集 1冊 150円(予定)当日会場で頒布します。

講演時間		時刻	主なる講演	内容分類	講演番号
午	前	9.30~10.50	その他	冶金、真空蒸着	1~6
午	後	13.10~15.35	真空化学、真空 球技術	超高温真空	7~12
午	後	15.45~17.40	残留ガス		13~21
午	後				22~27

電氣、電氣通信、照明三學會關西支部、応用物理學會關西支部、質量分析研
究學會、關西地区談話會、真空化學會關西支部、真空協會關西支部

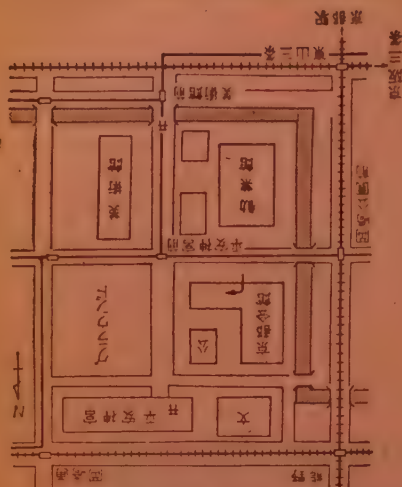
交通機関

市 電：東山線 ① ⑥ ②① 岡崎公園前下車

..........丸太町線②⑫⑪⑫熊野下車

市バス： ⑤ ④⑦ ④② 京都会館前下車

— ☐ — 39 ⑩ ⑪ ⑫ ⑬ ⑭ ⑮ ⑯ ⑰ ⑱ ⑲ ⑳ ㉑ ㉒ ㉓ ㉔ ㉕ ㉖ ㉗ ㉘ ㉙ ㉚ ㉛ ㉜ ㉝ ㉞ ㉟ ㊱ ㊲ ㊳ ㊴ ㊵ ㊶ ㊷ ㊸ ㊹ ㊺ ㊻ ㊼ ㊽ ㊾ ㊿



東京支部見学会・講演会案内

見学会

日時 昭和36年11月14日(火)午後1時

場所 国際電信電話(株)研究所(目黒区三田12)

見学内容 1. 大電力シールド実験室

2. 薄膜研究施設

参加者 本会会員に限る

募集人員 50名(定員に達し次第締切る)

申込方法 見学希望者は往復ハガキに住所、氏名、勤務先、正員、准員、学生の別を記入し、11月6日までに、電気通信学会東京支部宛に申込んで下さい。

電気通信学会東京支部

講演会

日時 昭和36年11月15日(水)午後1時

会場 国際電信電話(株)本社講堂(千代田区大手町1の5)

演題 1. 大平洋横断電話ケーブルの計画について

国際電信電話(株)海底線建設部次長

木村光臣君

2. 大平洋横断電話ケーブルの技術について

国際電信電話(株)海底線建設技術部長

志村静一君

映画(約45分)

1. Submarine Cable Systems Development

2. Voice Beneath the sea

電気学会東京支部・電気通信学会東京支部

IEC関係講演会予定

日時 昭和36年11月20日(月)午後1時30分～4時30分

会場 日本電機工業会(千代田区永田町2～1)

演題 国際電気標準会議について

電子管・回路部品・通信用伝送線・半導体・フエライト等につき各講師を予定しています

電気通信学会東京支部

○講演会はすべて聴講無料・会費外の聴講も歓迎します

○講演会・見学会各要項には従来通りポスターでお知らせします。

— 関 西 支 部 —

7. 航空電子機器研究専門委員会

委員長 岡田 美

日 時 11月25日(土) 9時30分～16時

場 所 三菱電機無線線製作所会議室(尼崎市南清水字中野80)

阪急塚本駅南側出口に会社専用車を配車します(09.00, 09.20)

議 題 (1) 最近の航空機用電源 小 岩 浩君, 井 上 守君(住友電工)

(2) フララレーダーにおけるクラッターの影響とその抑圧について

松田 秀彦君(神戸工業)

(3) 故障発見の心理について

宮 脇 一 男君(阪 大)

(4) 航空機用VHFレベルプロセッサ

高連川 隆君・武市吉樹君・水沢不雄君(三菱電機)

(5) ロケットの電波誘導方式について(セミ・フライイング・ホーミング)

小田 達太郎君・近 藤 五 郎君(三菱電機)

(6) 第3回国際電波航法会議の概況 岡 田 実君・丹 羽 登君(東大航研)

11月休会の委員会：非直線理論、マイクロ波伝送、トランスミタ、オートマトンと自動制御、
インホメーション理論、磁性材料、プロセッサ、回路網理論、信頼性と品質管理、電子計算機

—— 12月上旬(地方支部)開催予定の研究専門委員会 ——

信頼性と品質管理研究専門委員会

委員長 茅 野 健

日 時 12月4日(月) 14時～17時

場 所 大阪府立工業奨励館研修所(大阪市西区江の子島)

議 題 (1) 米軍信頼性仕様の経過

川 崎 義 人君(東京計器)・市 田 富君(三菱電機)

(2) 電子工業技術センターの環境試験装置ならびに試験方法

福 慶 泰 一君(大阪府立工業奨励館)

(3) 見学：電子工業技術センター

プロセッサ研究専門委員会

委員長 加藤 安太郎

日 時 12月7日(木) 9時～17時

場 所 関西テレビ放送株式会社会議室(大阪市北区梅ヶ枝町51)

議 題 (1) 風圧およびその基準

加藤 安太郎君(電気興業)

(2) 多方向に使用するビームプロセッサ

小 岩 井 康 吉君・笠 置 哲 朗君(電気興業)

(3) UHF放送用スクリーンプロセッサ

遠藤 敬二君(NHK技研)・芝野 儀三君(住友電工)

(4) 密閉形サイバ・フレイクサー・ヘリカルプロセッサ

遠藤 敬二君(NHK技研)・松下雅夫君・波多武烈君(古河電工)

4. 医用電子装置研究専門委員会

委員長 阪本捷男

日 時 11月28日(火) 14時～17時

場 所 東京大学医学部本館会議室(文京区本富士町1)

議 題 欧米における医用テレメータの紹介(第4回国際ME会議・学術報告より)

岩井喜典君(東芝) 大内淳義君(日電)

5. 電波伝播研究専門委員会

委員長 上田弘之

日 時 11月30日(木) 14時～17時

場 所 国際電信電話(株) 研究所会議室(目黒区三田12の1 国電恵比寿駅下車)

議 題 (1) 電離層の曲率を考慮した場合の伝送曲線 小林常人君(電波研)

(2) グラウトによる多重波伝ぱんの特徴

池上文夫君・佐藤利八君・野村卓也君・金田嘉家君(通研)

東 北 支 部

6. 電気音響研究専門委員会

委員長 富田義男

日 時 11月24日(金) 10時～18時

場 所 東北大学電気通信研究所会議室(仙台市桜小路5)

議 題 (1) スピーカーの最低共振と音質についての基礎的実験

曾根敏夫君・城戸健一君・二村忠元君(東北大)

(2) 室内音場の物理的特性と主観的評価の関連についての一実験

柳沢武三郎君・城戸健一君・二村忠元君(東北大)

(3) スピーカーの指向特性制御に関する一実験

藤本 照君(日本ビクター)

柳沢武三郎君・城戸健一君・二村忠元君(東北大)

(4) スピーカーの境界および支持機構による非直線ひずみについてⅡ

古久信幸君・西見二昭君(中央大)

(5) 小形双指向性リボレイクロホレ

齊藤 勲君(日電)

(6) プログラム時間調整機の諸問題

西宮 元君(NHK技研)

(7) 騒音計等に用いる指示計器の動特性について

山口善司君・寺沢 清君(通研)

(8) 吸音機の吸音力の測定

伊藤 毅君(阜大)

会 告 ・ 通 知

電気通信技術委員会研究専門委員会

昭和 36 年 11 月 開催 通知

本会会員は誰でも、任意の委員会に自由に参加でき、研究発表もできます。研究発表希望者は、氏名、所属、議題および委員会名を明記して前々月末日までに本会宛お申込み下さい。原稿執筆についての詳細は委員長が対応させていただきます。

1. マイクロ波真空管研究専門委員会

委員長 小池 勇 二郎

日 時 11 月 14 日 (火) 13 時 30 分 ~ 17 時

場 所 東京大学工学部電気工学科輪講室 (文京区本富士町 1)

議 題 (1) 48 Gc 帯二重用はしご管 (前回より繰返)

小山 次郎君・宮内 富士夫君 (通 研)

(2) 四重銅クライストロンの過電理論による集群、電流の計算

村田 重元君 (NHK技研)

(3) 進行波管の動作パラメータ 菅田栄治君・寺田正純君・奥克巳君 (阪 大)

(4) マイクロ波三極管の管内 μ 分布について 田宮寿美子君 (東 大)

2. 超音波研究専門委員会

委員長 能本 乙彦

日 時 11 月 20 日 (月) 14 時 ~ 17 時

場 所 東京工業大学 第201 講義室 (第3新館 2 階) (目黒区大岡山, 目蒲線大岡山駅下車)

議 題 (1) 超音波溶接機の機械振動系の設計に関する二, 三の考察

井出 正男君 (武蔵工大)

(2) 音道計算装置について

新保 勇君・渡辺良志君・漆原 清君 (防衛庁技術 5 研)

(3) 有限振幅の音波の伝播 II 能本 乙彦君 (小林理研)

3. 通信方式研究専門委員会

委員長 染谷 勲

日 時 11 月 21 日 (火) 14 時 ~ 17 時

場 所 国際電信電話 (株) 研究所会議室 (目黒区三田 12 の 1, 国電恵比寿駅下車)

議 題 (1) 音声周波 FS における Discriminator の特性

中山 登君 (日立戸塚工場)

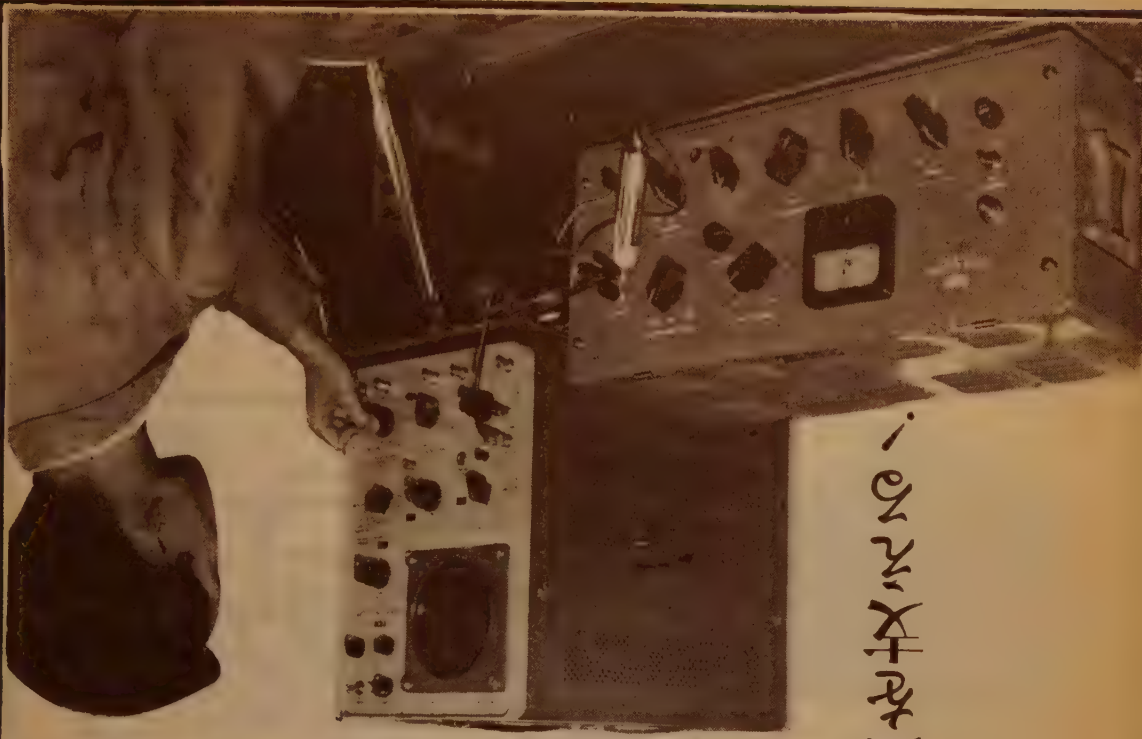
(2) マイクロ波回線における高速度符号伝送について

岸上 利秋君・南 敏君・砂川 博君 (通 研)

鯉魚河鮮

科学振興を支える！

日本産業と

[illegible][illegible][illegible]

YEW
ELECTRICAL
MEASURING
INSTRUMENTS

電子工業

十
月
号

本誌の二大綱領

- 常に高度の学問的水準を維持し、業界の発展に寄与する
- 電子技術者の要望にこたえ業界の指針たらんとする

創刊 10 周年記念特集

① 技術開発 10 年

マイクロ波 ミリ波 トラジスタ
トラジスタ化 スイッチ素子
固体エレクトロニクス 半導体材料
回路部品 プレミ 超音波
電子交換 オートメーション
マイクロメ 電子計算機 特需

② 電子産業 10 年

総論 部品工業 オート
NHK 民放 トラジスタ工業
電子計算機 オートメ化

特許紹介・内外新製品紹介・電子工業
ニュース・技術者の権威・潮流・新らしい技術者・読者のページ

③ 研究所の 10 年

通 研 電気試験所 NHK 技研
各メーカー研究所

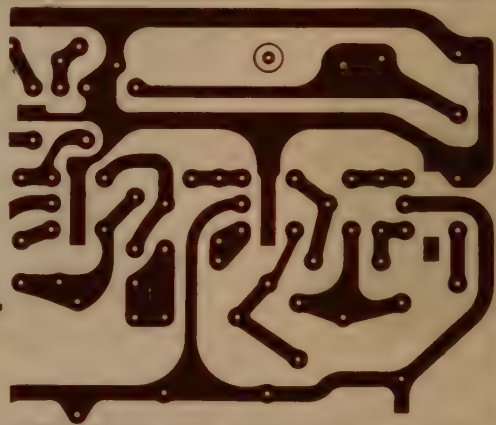
④ 各社 10 年の歩み

⑤ その他

創刊 10 年を祝って
実験室内談
座談会

小林電子工業
株式会社

東京都中央区日本橋通 3 丁目 1
TEL (271) 8198・0049



あなたの設計

によるプリント配線は 生産工程の合理化を促進し 優雅で高精度な製品をもたらします

プリント配線

キクスイの



プリント基板製作の草分けである菊水電液では更に大量生産工場として着実に設備、技術等を充実し、一枚物の試作回路から、数万枚の受注に至るまであらゆる体制をとっています。
単にプリント基板だけでなく、関連する基板部品コネクタ等のご相談にも応じられます お問合せは本社営業第一課へご連絡下さい。

株式会社 菊水電液

本社 東京都大田区馬込町西4-67 電話 (271) 9191 (代表)
玉川工場 川崎市新丸手東3-1175 電話 (047) 8121 (代表)

○シールド・ルーム用雑音除去器 NF-5型

シールド・ルーム電源入力側に設置する

使用電圧 50/60% 100V

電流量 10A

入出力インピーダンス 50%において10KΩ以上(開放)

減衰度 -60dB以上(200KC~200MC)

営業品目

A.M. F.M標準信号発生器 各種導引信号発生器

トランジスタ一定数測定器 歪率レベル測定器

真空管電圧計 ラジオ、テレビ用測定器

T.R式安定化直流電源 空中線共用装置

大央電気株式会社

東京都三鷹市上連谷754番地
電話 武蔵野(022) 3-4107(代)

○シールド・ルーム用雑音除去器 NF-5型



継電器

カタログ進呈



MA2P型(DC用)

定格電圧 6, 12, 24, 48, 100 VDC

動作電力 最少 0.4W 最大 2.5W

接点組合 2 回路 切換

電流容量 2A (100 VDC)

無誘導負荷

取付 プラゲイソ型

(オクタソケット)

寸法 51×35×35 mm

(取付面上)

株式会社 高見澤電機製作所

東京都品川区西大崎 3-515

TEL. 大崎 (491) 代表 2136

工場 東京・信州第一・信州第二

関西地区代理店 関西制鐵機器株式会社

大阪市大淀区本庄川崎町 3-26 TEL. (37) 9859

高信頼性絶縁形皮膜抵抗器

(略称：RM型抵抗器)

70°C部品の完成!

形状は小さい

安定性が高い

信頼度が大きい

MIL-LINE



Actual-Size



理研電具製造株式会社
東京都板橋区志村小豆沢4の6 電話(901)6176(代表)



新製品

ベシグラフ

VISIGRAPH
FR-101-X型

暗室からの解放，無現像方式の電磁オシログラフ

- ・現像操作のまったく不用な
- ・露光直後に観察できる
- ・高感度カメラを使用
- ・大接眼でもフーエラー(目弧差)なしに記録
- ・操作も保守も容易

主な仕様

- ・エレメント数 10または12
- ・カメラタイプ 電磁移動方式 高感度C型
- ・光学系 30cm
- ・記録紙 幅153mm，長さ30.5m
- ・記録速度 1, 2, 5, 10 cm/sec
- ・記録線速度 (スリットによる切換)
約750mm/sec
- ・時刻 1/10, 1/100 sec または 1, 1/10 sec
- ・測定 AC90-110V, 50または60Hz 350W
- ・寸法 本体 245×23×39, 電源部 4910×25.7
- ・重量 本体 約14kg, 電源部 4910kg

販売元 三栄測器商行株式会社
東京都新宿区柏木1-95 Tel. (871) 7117-8, 8114-5
三栄測器株式会社
(東京都目黒区) (株) 三栄測器

主な製品
ベシグラフ電磁オシログラフ
6線象オシログラフ
直流増幅器
万能計記録増幅器
オシログラフ記録増幅器

音響・振動計測に！長尺物の品質管理に！自動制御に！

301-A 高速度レベル記録器

記録速度 50~1000 mm/sec 9スリップ
送り速度 0.003~100mm/sec 10スリップ
記録巾 5.0mm
記録方法 ムービングコイルドライブ
サフナイヤ針またはインク
入力 20~50000%
10mV~110mV リニヤ
10mV~32mV 対数
10mV~200mV
10mV~3.2V
10mV~60V
"

本社 東京都港区芝田村町2~5
TEL (591) 1034・3864
横浜工場 横浜市保土ヶ谷区西久保町33
TEL (43) 0917



日本測器株式会社



株式会社 ボン碍子製作所

アメリカ無線界ではパイックスを
日本ではボンレックスの御使用を
ボンレックスの用途
無線、有線電気通信機器用、超短波医療機器用、ラジオ、放送機
並にテレビジョン、船舶及び汽車、電車、理化学、火災警器、
ウエルター機器用 ◎原子力平和利用・各機器碍子
○貴社御考案の別形製作の場合は詳細御一報次第参上御説明申上ます

東京都千代田区神田松永町19番地
松永ビル TEL (251) 8894番

信用ある全国無線部品店にあり。
カタログを差し
本誌を記入の上お申込み下さい。



ボンレックス 高周波絶縁碍子



⑦モリオール

精密巻線抵抗器

ステアタイトボビン分割無誘導巻

M55

寸法 $7\text{mm} \times 12\text{mm}$
 抵抗値 $0.1\Omega \sim 225k\Omega$
 誤差 $\pm 1\% \sim 0.1\%$
 温度係数 2×10^{-2} 以下
 その他13種
 $0.1\text{W} \sim 2\text{W}$
 $0.1\Omega \sim 6M\Omega$



モリ通信機株式会社

東京都荒川区日暮里町3丁目60番地
 電話荒川 (891) 5214 (代) 5428

新しい通信機器の設計は

まず回路のプリント配線化から

- ◎ プリント配線なら専門メーカーの銘光工業にお任せ下さい。
- ★ 配線図や簡単な略図からでも、すぐプリント化致します。
- ★ 設計から製造まで一貫した優れた技術と完全自動化された設備から生れるメイトコーのプリント配線はきつと御満足のゆくことと存じます。

TRラジオから 電子計算機まで

メイトコーの
プリント配線

AJU08

銘光工業株式会社

東京都世田谷区祖師ヶ谷2-696 TEL (416) 3177 (代表)

共栄電子測器株式会社

東京営業所 東京都千代田区神田司町2の5 電話 231 3684・3784
大阪営業所 大阪市北区太融寺町8アラスビル 電話 36 8176-8
工場 東京都板橋区志村本蓮沼町107 電話 904 4906

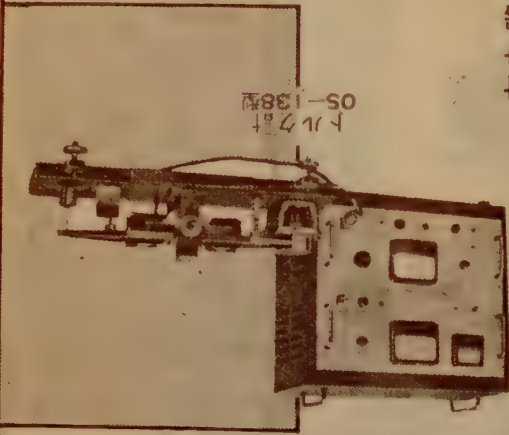
営業品目
動釣合試験機 指示騒音計
振動 自動 騒音分析器
トルク 計 騒音分析器



ハラシタ・マシ
KDV-1VA



共栄電子の



トルク計
OS-138型

トルク計と
ハラシタ・マシ

DYNA-EMPIRE INC



◎ お問合せは下記へ

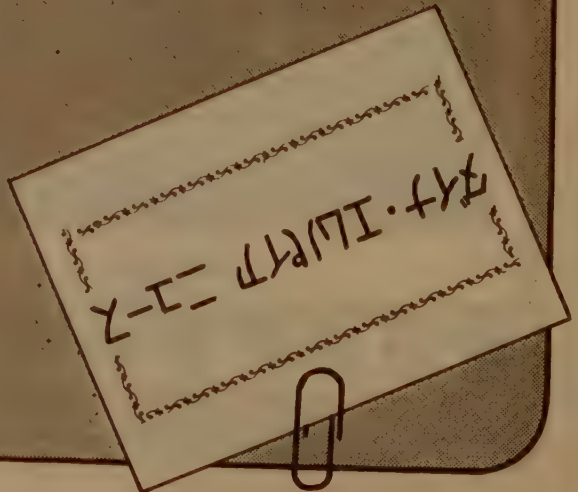
(No. 12の口-900は口-888の誤り)

D-888 カタログ

遂に達成!

0.3 カタログ

驚異の高感度



日本総代理店
朝日通商株式会社 営業第二部
東京都千代田区平河町2-2
電話 東京 (301) 4821 (代)



日本電業工作株式会社

本社：東京都千代田区神田須田町2-19 TEL (251) 7381(代)~4
工場：東京都練馬区旭町3-4-9 TEL (933) 4171(代)~4
大阪出張所：大阪市北区堂島上1-2 新山本ビル内 TEL (312) 1961
福岡出張所：福岡市福岡区服部町37 赤坂門ビル内 TEL (4) 8198



太陽雑音観測用
大型パラボラ空中線
(郵政省納入)

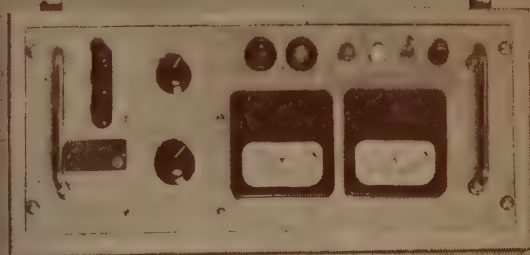
株式会社高砂製作所



川崎市二子662 TEL. 701-4391 048-4111代

MODEL	DC OUTPUT RANGE	VOLTS	AMPS
TPM025-03	0.25	0.30	0.0.3
TPM030-05	0.30	0.30	0.0.5
TP 030-2	0.30	0.2	
TP 025-5	0.25	0.5	
TP 030-10	0.30	0.10	

1台でまにあう
TPO SERIES



MODEL TPO25-5

オールトランジスタ安定化直流電源

TRANSISTORIZED REGULATED POWER SUPPLIES

ショートしても

絶対に石のこわれない!!



一年間保証つき
バッテリーよりずっと能率的

トランス式
直流定電圧電源

「問題ないね」

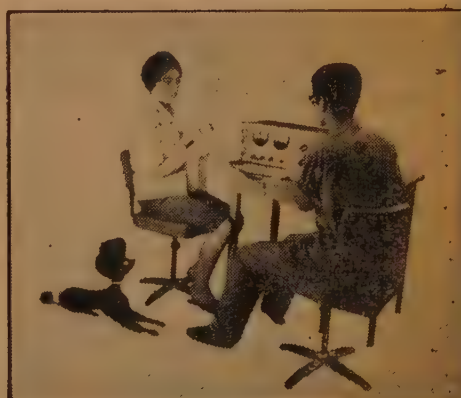
「何が」

「電圧変動さ」

Special features of the power supply are listed in circles:

- 10 Amps 0-24 VD-C
- 5 Amps 0-24 VD-C
- 3 Amps 0-24 VD-C
- 1 Amps 0-24 VD-C
- 0.5 Amps 0-24 VD-C
- 0.1 Amps 0-24 VD-C

特殊仕様の電源も
色々と製作しておりますから
是非お問合せ下さい



入力：A C90~110V

MODEL NO	出力 D.C		出力電圧変動		リップル mV r.m.s
	Volt	Amps	交流入力 変動=10%	負荷変動 ニ=10%	
TSA-0/24-10	0-24	0-10	±5 mV以下	5 mV以下	1 mV以下
TSA-0/24-5	0-24	0-5	◇	◇	◇
TSA-0/24-3	0-24	0-3	◇	◇	◇
TSA-0/24-1	0-24	0-1	◇	◇	◇
TSA-0/24-0.5	0-24	0-0.5	◇	◇	◇
TSA-0/24-0.1	0-24	0-0.1	◇	◇	◇

Kyowa

電源専門メーカー

協和エレクトロニクス 総代理

東京都大田区調布千鳥町76
TEL (751) 5117 (代)

此れ以外に66品種もありますからカタログ御申付下さい

電 気 通 信 学 会 雑 誌 第 449 号

第 44 卷 (昭和 36 年 10 月) 第 10 号

目 次

わかり易い論文を書くために.....	正 員 末 武 国 弘	1437 (1)
寄稿のしおり.....		1442 (6)

論 文・資 料

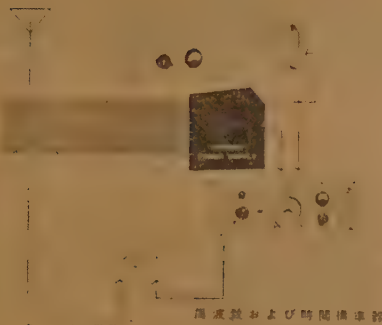
空電の VLF 帯周波数スペクトル.....	正 員 佐 尾 和 夫	1445 (9)
三角形迂回中継方式の呼損率の近似計算法.....	(正 員 猪 瀬 博)	1450 (14)
微分反響形可変波形等化器.....	正 員 川 島 将 男	1456 (20)
横形電子ビームパラメトリック増幅器の一般解析.....	(正 員 蛸 崎 賢 治)	1464 (28)
二次元画像の冗長度—テレビ伝送帯域圧縮の理論的限界—.....	正 員 福 島 邦 彦	1473 (37)
進行波形パラメترون増幅器について.....	正 員 石 井 康 博	1480 (44)
大振幅励振時のパラメトリック増幅器の利得変動について.....	正 員 布 施 正	1488 (52)
交換方式の最適設計について.....	正 員 秋 丸 春 夫	1496 (60)
振動負荷法を用いた微少反射係数直視装置.....	正 員 土 屋 正 次	1504 (68)
高調波発生器の新しい解析法.....	(正 員 土 京 大 石)	1512 (76)

報 告

電気通信技術委員会調査、研究専門委員会業績報告.....		1517 (81)
海外論文紹介 [海外論文抄訳 75 編].....		1526 (90)
ニ ュ ー ス.....		1754 (138)
標準電波の偏差表.....	郵政省電波研究所	1575 (139)
採録決定論文名 (10月編集会分).....		1575 (139)
本 会 記 事.....		1576 (140)
最近の国内文献.....		1578 (142)

会 告

電気通信技術委員会研究専門委員会開催通知.....	(前付)
電気通信学会東京支部見学会、講演会案内.....	(")
昭和 37 年電気四学会連合大会講演募集.....	(")
昭和 36 年電気通信学会全国大会案内.....	(")



Hewlett-Packard Company
-hp- 103AR Frequency Standard,
-hp- 113 BR Frequency Divider and Clock
(関商事株式会社)

表紙写真説明

この装置は、 5×10^{-10} /日
長期安定度、 1×10^{-10} /秒間
の平均短期間安定度を持つ
周波数標準器と、10ミリマ
イクロ秒での調整可能な周
波数分割器および時計と、
スタンドバイ電源から成り、
それに時間比較装置と
標準周波数受信器とで構成
される。

本器の特色は頑強で、自
動車・船舶等の中でも研究
所内と同じように動作し、
信頼性に富み、かつ精密
でトランジスタ化された簡
潔なデザインにより非常に
動作しやすくできているこ
とである。また、本器は一
次周波数標準および時間標
準としての使用、衛星、ミ
サイル、SSB通信等の広
い応用範囲をもっている。

会長	廣田友義	三熊鳥文雄	小内田英成	木村村六郎	野村条達	二谷	染野	青雄	柳井久	田中浩太	柿田	香西良	関口周	水田	相瀬	猪井又	駒宮敏	宇都宮	岡登博
副会長																			
理事																			
監事																			
庶務幹事																			
会計幹事																			
編集幹事																			
調査幹事																			

広告目次

表紙	27 伯東	59 池上通信機	4 地人書館
1 関商事	28 金石研究所	60 日本高周波	後付
2 芝電測器	29 大興電機	61 水電波	1 安立電
3 岩崎通機	30 三和電子製作所	62 倉電	2 島田理
4 三菱電機	31 三和電子製作所	63 ミツミ電機	3 日本無
前付	32 山水電気	64 タムラ製作所	4 松下電
1 日立電線	33 東北電気工業	65 日本開閉器工	5 日本モ
2 東京芝浦電機	34 理経産業	66 高砂製作所	6 コロナ
3 東洋通信工業	35 興和電機研究所	67 朝日通測	7 大神工
4 東友電信機	36 川口ケダ理研工	68 モリ通信	8 日本真
5 富士通信機	37 タケダ理研工	69 日本測	9 日本真
6 西日本電機	38 タケダ理研工	70 理研電機製作	10 ダン
7 東亜電波工業	39 オリジン電気	71 三栄電	11 ダン
8 新日本電線	40 三和電気計器製	72 高日代科	12 明電
9 日照和電元工	41 三和電気計器製	73 小峰電子工	13 日本電
10 古河電氣工業	42 東京電機工業	74 横河電機製作	14 山展工
11 大ソニー	43 丸永電機工業		15 安石機
12 日本通信用器	44 東京電機工業		16 渡辺電
13 日本通信用器	45 中興電機工業		17 小野製
14 日本通信用器	46 昌新商		18 東京電
15 日本通信用器	47 東京理工商		19 東海高
16 日本通信用器	48 エス商		20 フクダ
17 日本通信用器	49 立通信工業		21 新電
18 日本通信用器	50 松下通信工		22 電東
19 日本通信用器	51 緑屋電気		23 日本電
20 日本通信用器	52 東洋プリント配		24 加藤電
21 日本通信用器	53 日本マイクロモ		25 日松
22 日本通信用器	54 三和無線測器研		26 伯
23 日本通信用器	55 北コロンビヤ		
24 伊藤忠商事	56 兼松		
25 日本電源機	57 太陽商		
26 伯	58 太陽商		
	59 武蔵電子工		

エレクトロニクス ダイジェスト

有能な技術者の
現場参考誌

予約購読制
(¥. 450)

連載・好評のトレーニング・コースその他

第35集 トランジスタ・セット実用化のための「20」の事柄

1. トランジスタの種類と選び方
2. トランジスタの主な常数
3. トランジスタ増幅器のバイヤース回路
4. トランジスタ増幅器の利得
5. トランジスタ増幅器の周波数特性
6. トランジスタ回路の接続
7. トランジスタスイッチングのTurn-on時間
8. トランジスタスイッチングのTnru-off時間
9. トランジスタコンデンサによるスイッチング時間のスピードアップ
10. トランジスタ常数の温度特性
11. トランジスタ回路と温度特性

12. トランジスタと内部雑音
13. トランジスタと外来雑音
14. 増幅器よりみた真空管とトランジスタの類似点と相違点
15. スイッチング回路よりみたトランジスタの類似点と相違点
16. 電源回路よりみた真空管とトランジスタの類似点と相違点
17. トランジスタ電源の安定回路
18. トランジスタの劣化と寿命
19. トランジスタ回路の組立配線
20. トランジスタの保存

《技術評論》

電子装置設計における電池の問題と将来性
.....(湯浅電池) 松野 四郎

《トップニュース》

マグネットグライスとその応用
.....(ソニー) 松本 憲吾

その他、目で見える現場、エデトリアル、バイヤース・ガイド等

《トレーニングコース》

電力用データ伝送の問題点
.....(電力中央研究所) 中村 宏
試験研究用データ処理装置
.....(鉄道技術研究所) 中村 一郎
電子計算機的设计.....(京都大学) 矢島 脩三

(株) エレクトロニクスダイジェスト

(振替) 東京 8184

千代田区富士見町2の8 雄山閣ビル
電話(301)3231代 (331)5624(332)5601

エレクトロニクス大辞典

ELECTRONICS DICTIONARY

電電公社技師長 工学博士 米 沢 滋

好評発売 電子工学はその関連分野を益々拡大し目新しい器機や理論、利用に関する用語が続発し専門家でも追隨をゆるさない。それ等の語彙を整理し、電子工学ハンドブックとして常時役立つように工学的実知識の解明に主力をおいた、全分野に亘って内容豊富、最新の知識を集録し、実用的解説を加え、千数百の図解によって初学者の理解を助けた。

(A5判 800頁 クロース特装製本 函入 定価 2,000円)

本書の特長

1. 電子工学全般に亘り、ハンドブックとして役立つ
2. 小項目主義とし、なんでも判るように心掛けた
3. 最新のものに重点をおき、定説となるものを選んだ
4. 専門外の技術者や事務家でも理解しうる
5. 挿図に工夫をこらし見ただけで理解し得るように創案した

〔内容の要〕無線伝送、情報伝送、電信、線路、交換、電子交換、通網、電源、統計、電子回路、電話、回路部品、磁性材料、半導体、電子管、電子材料、放射線計測、電子顕微鏡、音響、超音波、医療電気、アナログ制御、ラジオ、テレビジョン、エレクトロ・ルミネッセンス、標準、数値制御、電子計算機、電子計測、自動制御

新刊と重版

交通通信と気象

鉄道技研 塩谷 正雄
理学博士
A5判 230頁 ¥630

大気汚染と制御

気象研究所 伊東 彊 自
理学博士
A5判 280頁 ¥680

工業気象学

気象研究所 荒川 秀俊
理学博士
A5判 270頁 ¥680

水文気象学

気象庁 川畑 幸夫
理学博士
A5判 270頁 ¥600

航空学辞典

日大教授 木村 秀政
工学博士
A5判 750頁 ¥2400

地人書館

東京・文京・水道橋原
振替東京1532

—読まれ易い論文を書くための特集—

UDC 001.81

わかり易い論文を書くために*

正 員 末 武 国 弘 (前編集幹事)

(東京工業大学精密工学研究所)

1. ま え が き

本会誌の論文はむずかしいとの声が多い。このたびの世論調査⁽¹⁾の結果にも、これがはっきりと統計上の上に表われている。その理由を調べてみると、[A] まずテーマについては興味あるものも、実用上役立つものも共に少ないという意見が70%以上もあり、[B] つぎに読み易さの点については、少々長くなって、もっと解説的に、特に数式の誘導や説明的記述、ならびに実例の挿入を多くするなどして分かりやすく述べて欲しいという意見が多い。(それぞれ50%ないし80%)

考えてみると論文でありながら[A]のような結果が出るのは妙なななしで、これはおそらく[B]のように論文が読みにくく、したがってまたその内容がつかみにくいためにこのような意見が出て来たのではあるまいか。以上の外に筆者の経験では、つぎのような形のものをよく見かける。

- (1) その研究のねらいがはっきり表現されていないために分からない。
- (2) 物理的な説明を加えないで、数式ばかり並べたてた形のために読みづらい。
- (3) 実験結果を整理した論文で、それだけで充分価値があるのに、一応理論式を入れないと“論文らしくない”というので、これをつけ加えたために、かえってまとまりの悪いものになってしまった。

総じて、内容よりも、その表現の仕方に問題があり、これが適切でないために分かりにくいとの意見が出て来たのではないと思う。それで論文をわかりやすく書くためにはどうしたらよいかということについて、編集幹事の末席をけがした経験をもとに、日頃の筆者の考えを述べさせていただきたいと思う。もちろん先輩のよい教訓⁽²⁾もあり、この方面の参考書も多いが、

またまた「読まれ易い論文を書くための特集」の連載中であるのがこの小意見を述べるチャンスとなったわけで、まとまりも悪く、このまま「悪い書き方の例」になってしまったのではないかと危ぶまれるがお許しを願いたい。

2. 論文を書く目的

一つの研究はその結果を理解しやすい論文として発表してこそはじめて終わったということができる。したがってその論文はだれにもわかり、利用されるものであることが必要であり、またそのような論文をかくことが研究者の大きな義務でもあったと考えられる。これが学会誌に論文をのせる大きな目的であろう。なるほどその研究の優先(priority)を記録に留めることも目的の内に入ると思われるが、根本は前者にあることを強調したい。なお当然のことながら学会誌に論文ののったからといって、その論文に権威がつけられたなどとは筆者は考えていない。ともあれ論文は読まれ、内容が理解されてはじめてその効果が上がるので、会員の数パーセントさえ分かればよいというような独善的な書き方ではいけないと思う。そのようなのは同好会などで発表すればよいのではあるまいか。それで著者は、論文作りには相当の努力をはらうことを覚悟しなければならず、またはらっただけの効果は必ずあることを充分考えるべきであろう。

3. 論文を書く態度

講演とか講義などでは「半分は分かりにくく話すのがコツだ」という意見がある。質疑応答の無い講演は聴講者が内容をよく理解したか、それとも全く分からなかったかのどちらかなので、なかば分かりにくく話すと、反応がたちまちあらわれ質疑が盛んになって会場のふん囲気が活発になるからというのである。しかし、論文の場合は著者から読者への一方通行であるから、よく分かるように書くのにこしたことはない。

つぎに、けんきょな気持ちで書くことが大切であると思う。先人のやったことをあげつらったり、けなした

* How to Write a Readable and Concise Paper on Electrical Engineers. By KUNIHIRO SUETAKE, Member (Research Lab. of Precision Machinery and Electronics, Tokyo Institute of Technology, Tokyo). [資料番号 5345]

りすることは、もちろん論外であるからここではふれないが「著者の言いたいこと」を書くのではなく「著者の言いたいことを読者に読んで理解してもらうのだ」という気持が一番大切なことであると思う。それが読者に反抗を感じさせないで、すなおに読んで行かせるコツだと思うからである。

4. 論文の書き方の二、三のテクニック

4.1 対 象

まず論文を書くに当たって、その論文でどういう情報を読者に伝えようとするのか。しかも、その読者は、どの程度の知識をもっているか、そのためにはどのような書き方をとればよいかを考える。

4.2 文の流れ

図表を多く用いるとか、平易な文章を使うとかに工夫をこらすことももちろんであるが、論文をさらに読みやすくかつ理解しやすくする上で大事なことは読者の思考の流れを中断させないことにあると思われる。



図 1

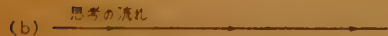
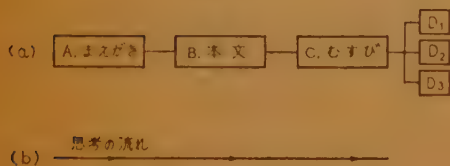


図 2

図1(a)は、わかりにくい論文の表現形式の一例である。A, B, Cはそれぞれ、まえがき、本文、むすび、D₁, D₂などは本文中に出てくる式の誘導や本文のすじとあまり関係のない解析法などである。このような形式の論文では、本文のすじを追ってきた読者は図(b)のように、D₁, D₂などで寄り道をしてしまうのですじをつかみにくい。本来これらはすべて後に付録として回わすべきであるが、もし著者がその部分に非常な努力を払って研究したような場合には、付録に回すにはもったいないという気持で、本文の中途にこれをはさまがちであり、そのために分かりにくくなる

ことが多かったと思われる。そのような著者の気持もわかるが、読者に理解させるという論文の目的を考えれば書き方としては図2に示すように、とにかく本文はすじを通し、こまごました部分は付録に回すか、または特に強調したい点は最後に章をもうけて、そこで述べるとよいと思う。なお、この際それを後に回すことをひとこと断わっておくことが必要である。なぜなら、かなり難解な式でも後にその誘導があるとか、説明をするということわりがきを書いておくと、読者はそこでためらわずに先に読み進むことができるからである。その書き方の例を示すと

「解析の結果（解析は付録 A-1 参照）結論として次式を得た。

これは定性的には（本質的には）………を示している」

または

「物理的に考えてこれは……となる。そこで○○に示す条件をあてはめて○○○の式をとけば、次式となる。この解析の手段は特に著者の考案による○○○解析法による。その誘導法は最後の第○章にまとめて述べてある」

4.3 言葉づかい

論文を書くにあたってまず「まえがき」または「はじめに」と書いてから筆を進めると、「緒論」とか「序」などと書くのとではその文体、ひいては内容まで大分ちがってしまう。通俗雑誌とちがうから、くだげる必要はないが、さりとてあまり固いのも考えもので、まとまっていさえすれば普通の言葉づかいの方がよいと思う。いかめしい言葉や表現を使っただけで論文がより正確になったり、あるいは権威づけられたりすることはさらさらないのである。筆者につきのような経験がしばしばあった。本会誌の論文の原稿を査読しても内容がよくつかめないで、その著者に照会を行なったが、戻ってきた修正原稿を見てもまだ分からない。ところがそれに同封されていた著者の手紙を見て始めて内容が判ったのである。これは原稿がいわゆる論文スタイルで書かれ、手紙は普通の文章で書かれていたからである。つまり、その手紙の文章をそのまま論文の冒頭にもってくれば大変よい「まえがき」になるような書き方であったのである。

4.4 写真と図の使い分け

原則として写真は真実性を示すあかしのために、図

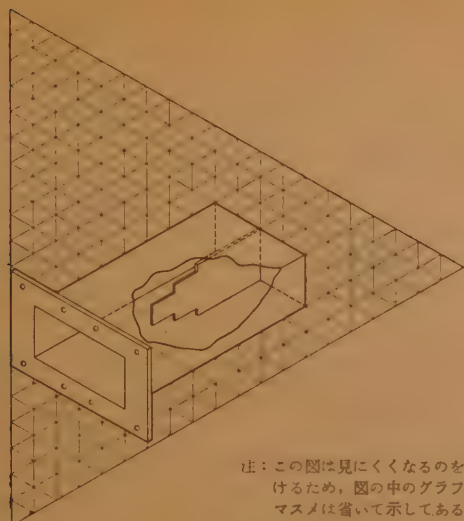


図 3

は分かりやすい説明をするためにあるので、この使い分けをあやまると分かりにくいものになってしまう。なお、説明図を書く場合に、斜方向から見た立体図を書くのとわかりやすいことが多いが、これを簡単に書くには市販の三角グラフ用紙を利用するとよい。図3にはその一例として多段形抵抗抗皮膜を導波管の中央に配した小形整合負荷⁽¹⁾の下図を示した。

4.5 表と列記の利用

結果の整理には表や列記が役立つことは言うまでもない。しかしあまり簡単なものはかえって分かりにくいことがある。適当な「摘要」や「注」を加えて、読者にそれらを見ることに「馴れさせる」ことが必要である。一たん馴れてしまえば表や列記は簡単なほど使いやすいものとなる。たとえば新しい測定法とか式の解き方などはこの列記の形をとって書くと大へん便利である。すなわち、その測定法の手順とコツだけをまず列記し、こまかい理論や理由などは⁽¹⁾、⁽²⁾や*¹などの記号で引用して、後の章や付録に回わし、読者が一たんこの論文を読んで理解してしまったあとはこの列記だけをたよりに測定ができるような書き方をとる。つまりお料理こん立の形式であって、湯豆腐を作るのに毎回いちいちなせ塩をつまみ入れるかを考える必要はないからである。

5. 理論や数式関係の論文について

特に理論関係の論文は、天下り的に定義化し、抽象化するほど理論としてすっきりするので、その方がいかにも厳密であるかのような錯覚におちいりやすい。

しかし何も数式を使わずとも厳密な論文を書けるものである。特に理論家はだの人はそのような形の論文を書く傾向が強い。しかしこの通信学会の会員のほとんどが工学にたずさわるエンジニアであることを考えると、定義から書き出すよりも、その論文を研究始めた動機、その問題点がどこにあったか、どうやってそれを解決したかという風な書き方を採る方が一般に理解しやすいものになる。

また、式を並べる前に、その解き方の方針を先に述べ、解き方の実際とかテクニックは付録または最後の章などで述べるのがよいと思う。このようにすればその研究方法は、その問題ばかりでなく、多くの読者の当面している問題に対して解決のいとぐちを与えることともなり、広く役立つ論文になると思う。あくまでも「数学は手段であって目的は工学にある」ことを強調しておきたい。

たとえば、いきなり一般式を冒頭に示して、それから特殊な場合に持っていく方法よりも、むしろ簡単な例から出発して最後に一般式を示し、この一般式の特別な場合が初に示した例に当たるといった順序をとった方が分かりやすくなることもある。

また、ある仮定から出発して式を立て、これを解いて結果の式を並べる形の論文がある。そのままでは数学の論文(?)であって実はそれから後が工学に属するものとなる。すなわちその結果の式から具体例について数値計算を行ない、グラフを画き、これと始めの仮定との比較検討を行なって、はじめて役立つものになる。ところが、これを行なって結果を出すのには相当の日時を費やすので一応結果の式だけ出して、そこで止めてしまう形の論文がかなり多い。しかしこの場合にも、結果の式はどのような意味をもっているか、パラメータを変えたとき値はどのような傾向で変わるか、あるいは従来の結果と比べてどれだけ精確な式になったかなど、その論文のメリットになる部分をはっきり述べてもらおうと役立つものになるのではなからうか。

特に理論関係の論文を書かれる著者をお願いしたいことをまとめてあげると

(a) 純粋数学関係の論文 なるべく専門の学会に投稿してもらいたい。しかし、数学的なものでも工学に应用され、その方面に役立つと思われるものは、後者の立場で本誌に執筆していただきたい。次項参照

(b) 応用数学関係の論文

(1) 式の誘導などは付録に回わすか、あるいは専

門の学会に投稿されるなどして、結果だけを式の表、数値表、グラフなどの形で一般読者に役立つように述べてもらいたい。

- (2) その数式には、なるべく文章によって、それがもつ定性的な意味や内容の説明を加えてもらいたい。
- (3) 例題を挿入し、できればその数値解やグラフなどを示してもらいたい。
- (4) 近似式は誤差や使用可能の範囲を示してもらいたい。

6. 論文を書いてから

6.1 推こうについて

推こうを充分にすることは言うまでもないが、一時に自分で何べん読み返しても誤りに気がつかないことが多い。これは著者がその内容を知りすぎているため、誤りがあっても盲点に引っかかってしまうからである。このような場合には、著者の研究をあまりよく知らない同僚で、しかも遠慮なく意見の言える方に読んでもらうのが一番よい。

余裕があれば、数日間それを机の引出しの中に寝かせておいて再読するのもよいであろう。

注：現在通信学会では呈出された論文をその月の第1木曜日に開かれる論文査読委員会までためておき、その日に適当な査読委員を選定して配布する方法をとっている。第1木曜を過ぎた直後に呈出された論文は一か月間学会の事務室で寝ていることになる。論文の優先権を問題にするのであれば、その月の第1水曜日までは著者の手もとに止めてなん度も推こうするのも一つの手であろう。

6.2 査読結果の照会について

論文の内容についての責任は一切著者にある。したがって査読者は論文の内容に関して、これを批判し、討論することは本来許されない。もし意見が異なるなら「誌上討論」の形式で本誌上で堂々と論陣をはればよいのであるから。

しかし、つぎの点に関しては遠慮のない意見を著者に照会している。これに対する著者の返答は編集幹事あての手紙でなくて、その論文の中に表わしていただきたいと思う。

照会事項

(I) 内容について

- (a) この論文と同じ内容のものが過去に発表されていないか、論文中、明らかな誤りがないか？

- (b) その論文のねらいと結果とが適切な表現で明らかにかつ読みやすく表わされているか。

- (c) 本文にはその結論を引出すための根拠が必要かつ充分に述べられているか。

(II) 書き方について

- (a) 一人よがりな書き方をしてはいないか。全体としてすじが通っているか？

- (b) 読者の多くは、本会の会員でエンジニアであるがそれを対象としての表現が適切であるか。

- (c) 図面や表が適切であるか。

- (d) 章、節の順序を逆にしたり取りかえた方が内容がよく理解されるのではないか。

7. む す び

以上、筆者の未熟な経験をもとにして、論文の書き方の上で気のついた点を列挙して来た。もちろん、筆者も論文書きは不得手であって、昔のものを読み返してみると冷汗が出るばかりである。しかし「筆者と批評家は別の人格である」という言葉をたよりにして、ここまで書いて来た。結論を一言にして言えば「常に読者の立場に立って論文を書いていただきたい」となるろう。

この拙文が会員諸兄にいくらかでも役に立つところがあれば幸いである。また、これに対し遠慮のない御意見をいただきたいと思う（なお筆者はこの10月に渡米のため編集幹事の任期満了をまたず退任のわがまを許していただいた。この内容には個人的見解が少なくないので退任後の個人の報告とさせていただきます）。

付 録

投稿された論文はどのように読まれて、どのような照会がされているかは、一般会員にとって関心があると思うし、また、これから投稿されようとする方にとって論文の書き方の一助になるのではないかと思う。それで筆者が投じた論文の照会文の中から、つぎのABCの三つ選んで、その主文だけを以下に示してみた。

[A] この論文を拝見しましたが数式が多くて、このままでははなはだしく難解です。本誌の一般読者が理解するには、もっと式の意味や説明を補足する必要がありますと思われます。本会誌とはかく難解であるとの意見が、特に理論、応用数学関係の論文に対して多い現状ですので著者におかれましても、本会誌を読みやすくすること（程度を下げるというのでなく）に協力を

切にお願い申し上げます。以下つぎの項を御照会申し上げます。

(1) 一般的な照会事項：読者がこの論文を具体的な問題に利用しようとするとき、どのようにこれをあてはめればよいか。この点がはっきりしません。また、この論文では一般化されたとありますが、その結果、何が生まれたのかははっきりしません。また新しい例が「扱いうる」とありますが「扱いうる」だけでは一般読者には困ります。この方法で、たとえば、どのような問題がとけるのでしょうか。具体的に明らかにして下さい。

(2) 内容に対する照会事項：(10 行略) ○ページの制限の項で「角度が大でもよろしい」(1 行略)とありますが、どの程度であるかそれを明らかにして下さい。ただ「よろしい」だけではこの論文を読者が利用するとき迷ってしまいます(以下略)。

[B] この論文の内容は大変結構であります。表現法が大へん難解であると思われます。その理由は複雑な式が本文中のあちこちに散見するため、これを読んでいる思考の流れがたびたびとだえてしまうことにあると思います。たとえば p 9 の特性式は式が長いために読者は、これだけでこの論文はずい分むずかしいもののように思い込み敬遠してしまうのではないかと思います。これは著者にとっても読者にとっても残念なことに思います。むしろここは式の誘導は切りはなして最後に式の誘導という章をもうけるか、または付録としてのせていただいた方がよいのではないのでしょうか。たとえば、つぎのようにしてはいかがでしょうか。「詳細は第○章(または付録)に示すがその大要を示す」とつぎのようになる。図 1 に示す座標系をとると、伝ばんだ数の間には(a)に示す関係がある。

(a)

ここで $ra \equiv x$, $rb \equiv y$, $\beta_2 a \equiv p$ ……とおくと p と x の間に式(b)が成立する。

(b)

つぎに Maxwell の式をといて各電磁界成分を求め、境界条件を適用してつぎのような p と x とに関する特性方程式(c)を作る。

$f(p, x) = 0$ [この詳しい形は式(d)参照], (c)

式(b)と式(c)とを連立してとくことにより……」としてはいかがでしょう。これで原稿用紙 4, 5 枚のものが 1 枚位に収まり、しかも著者の言われようとする点は、はっきり表現できるのではないのでしょうか。そして構成としては現在の章節の順序を、たとえばつぎのように変えて、……とした方が第○節で言われている著者の主張が容易に読者に訴えられるのではないのでしょうか。なお式の誘導の部分で重要な式や説明は□で包んだり、ゴシックで表わしたりし、また○○法を用いて数式を巧みに処理された部分などは結論でその旨ふれるなどしておけば、そのような著者のねらいも充分表わせると思います(以下略)。

[C] この論文主要部は、(以下数行略)工学上たいへん有用であると思います。しかし、紙数が限られたせいかはなはだしく難解で、本誌の一般読者が理解するには、もっと式の意味や説明を補足する必要があると思われます。(5 行略)ところで、ページ数は上に示したように規定の 8 ページになっておりますので幹事側にしてもいろいろ考慮した上、つぎの 2 案を考えてみました。

(1) この論文は大へん有用であるから、規定のページ数を少々越えるのもやむ得ない。あと約 2 ページ位追加して分かりやすいものになるのであれば、そのように仕上げてもらいたい。

(2) この論文の前半は応用数学会誌、物理学会誌など専門の方面に投稿され、本会誌には、その大要をのせる。後半の応用部分を一般読者が直ちに使用できるような形にまとめて本会誌にのせていただく(いまのままでは p 27 以下の○○の出し方が説明不足で解りません)。いずれかの方法をおとり下さるようお願い申し上げます。以下こまかな点について照会申し上げます(以下略)。

参 考 文 献

- (1) “電気通信学会雑誌改善世論調査について”，信学誌 44, 9, p 1291, (昭 36-09)。
- (2) 実吉：“論文作りの支那とその向きについて”，信学誌 44, 8, p 1155, (昭 36-08)。
- (3) 末武・鎌田：昭 36 連大 1117。

電気通信学会〔寄稿のしおり〕

(昭和36年7月28日改訂)

1. ま え が き

本会雑誌は、会員の研究成果の発表機関であると同時に、本会が会員一般に直接サービスをする一つの手段でもある。したがって会員は雑誌から何か得ることを期待しているので、編集関係者はなるべく多くの会員に読まれるように苦心している。寄稿者のかたがたも発表しようとする内容を限られたページ内で能率よく読者に伝えるため、原稿の書き方をいろいろくふうされていることと思うが、本会においてもなるべく整った原稿をつくっていただくためこの〔寄稿のしおり〕を用意した。寄稿者のかたがたは執筆する前にこれを一応読んでいただきたい。

2. 寄 稿 の 種 類

寄稿の内容は、言うまでもなく電気通信および電子応用に関係したもので読者に何か利益を与えるものでなければならない。会員の寄稿には 寄書、論文・資料、投書、誌上討論の4種がある。

寄書は、学問および技術だけでなく、会員の興味を引くような事項を述べたものである。論文・資料は学問・技術に寄与するような新しい研究結果、および会員の参考になる資料である。投書は論文・資料とする程ではないが会員一般の学問・技術に関して注意をうながすようなものである。誌上討論は本会雑誌に掲載された事項に関する討論およびそれに対する原著者の回答である。

3. 寄 書

つぎのような寄稿のうち、編集幹事会で適当と思われるものを寄書として採録する。すなわち

- (a) 会員一般の興味を引くと考えられる意見、
 - (b) 本会の事業や動向に対する批判または意見、
 - (c) その他会員一般に特に関心を持たれる事項、
- である。

4. 論 文・資 料

論文・資料は発表されても広く会員に読まれなければその効果は少ない。著者と同じ専門の読者は会員全体から見ればかなり少数であるから、専門の異なる会

員に読まれるように、なるべく読みやすくすることに注意していただきたい。そのためには専門家の間しか通用しない術語や概念は簡単な注釈を付ける方がよい。

4.1 論文の内容 論文としては電気通信および電子応用に関係のある研究結果で独創的なものでなければならない。

その内容はつぎのようなもので、客観性が高く確実であることが望ましい。すなわち

- (a) 従来なかった独創的な理論、
- (b) 新しい現象の実験報告あるいはその解釈、
- (c) 新しい機器、部品、材料の報告、
- (d) 施設その他の新しい設計あるいは計画法、
- (e) 測定方法の提案あるいは測定器の試作報告、
- (f) 従来不完全であった理論や実験の補充あるいは拡張、
- (g) 従来の諸説などを整理しこれを系統づけたもの、

などである。

4.2 資料の内容 資料は実際面で活動している人々から技術上の生きた成果の報告と考えられるものである。その内容としては

- (a) 設計資料、
- (b) 既設計画資料、
- (c) 施設設備・機器・部品・材料の試験報告あるいは経験事項の報告、

などである。

論文と資料の性格的な相違は一応了解していただくことと思うが、具体的に、ある一つの寄稿が論文に属するか、資料に属するかをはっきり区別することがむずかしい場合が少なくない。そういう意味もあって論文欄と資料欄とを合わせて論文・資料欄としたのである。

4.3 ページ数の制限 平易に読みやすくするには多くのページを必要とするが、本会では図面を含めて1編刷上り8ページを超えないことを原則としている。したがって研究した事項を少しでも捨てるのは惜しいと考えて全部盛り込むようなことはせず、主題からはずれたところはなるべく省略して、重点を強調した方がよい。通常、本文は原稿用紙6枚程度で1ペー

ジとなり、図面は8図程度で1ページとなる。

有益な論文・資料で、8ページ以内ではどうしても読者にその内容を伝えることがむずかしいと編集会で特に認めたものは、8ページ以上になることもある。

4.4 既発表論文・資料の取扱い 本会誌投稿以前に他の書籍、雑誌または官庁・学校・会社等の機関雑誌に投稿しすでに発表済みのものは原則として掲載しない。しかし編集幹事会で会員のために有意義であると認めた場合には、この限りでない。

4.5 論文・資料の体裁とその書き方 論文・資料の体裁は、標題、要約、序言、本論、結言の順序とするのが普通である。

(a) **標 題** 長い標題は取扱いに不便だから、最大20字程度で、一見してその内容がよくわかるようなものをくふうされたい。標題だけ見て文献を探ることができるような、内容をよく表わしたものを選ぶのがよい。

(b) **要 約** 論文・資料の要約を必ずつけ、これにその研究のねらいと解決の方法およびその結果を500字以内で簡素に書いていただきたい。著者がそれを行なった目的、理由、行なったことがらをあますところなく、しかも簡単明瞭に書き、それによって読者がその内容をたやすく理解できるようにするのがよい。

なお、本会誌は英文の要約をそえて諸外国に配布されており、この英文の要約を通じて、わが国の電気通信および電子応用技術の内容が海外に紹介され、たとえば Science Abstracts にも数多く収録されている。したがって採録決定の論文に対しては海外発表のために、編集幹事会が適当なページを指定して寄稿者に英文の要約を書いていただくようになっている。

(c) **序 言** 序言は、論文・資料のテーマのその研究分野における位置および歴史的背景を述べるところを目的とする。したがってその研究が従来の研究とどういう関係にあるか、研究結果がどういう点でどういう風に新しいのかというようなことを明瞭に述べておく必要がある。

(d) **本 論** 本論は不必要に長い叙述をさけ、要点を有効に読者に伝えるように書いていただきたい。適当に分割して小標題をつけると内容の本筋が理解しやすくなる。結果は文章よりもグラフや表で示す方がわかりやすいことも多い。ただし、同じことをグラフと表で二重に示したり、同性質の図または表を多く掲げることは避けてほしい。数式は主題の論旨の展

開に必要な程度に止め、特に長い数式の誘導は巻末に付録として書くほうがよい。結果を示す数式には、文章による解釈を付記しないと多くの読者に理解しにくくなるおそれがある。

図面および表は図何、表何とするだけでなく説明(見出し)を必ず付けていただきたい。その説明(見出し)はできるだけ内容をもったものを選ぶようにくふうされたい。また英文の説明(見出し)も付けていただきたい。

(e) **結 言** 研究目標に対しどこまで到達できたかを吟味検討して簡単に記述し、またその研究でなし得なかったことなどにもふれてほしい。なお謝辞もできるだけ簡潔なものがよい。特定事項についての援助は本文中または脚注に記載した方がはっきりする。

(f) **付 録** さきに述べたように特に長い数式の変換とか、実験装置などの詳細な説明が必要な場合には、本論から抜いて付録にする方が論旨が徹底するし、また読みやすくなると思う。

(g) **文 献** 研究内容に直接関係のある重要な文献には必ず言及していただきたい。これらの文献の出所は本文中に字の右肩に番号を書き、末尾に収録する。しかし関係の薄い文献を多くあげることは望ましくない。

5. 投 書

すでによく知られた事柄であるけれども、従来とは異なった方法で解決して見たとか、異なった方法で実験してみたとか、あるいは、ある問題に対する一つの考え方、着想といったような学術や技術に関して会員の関心をよぶようなもの、あるいは応用数学とか物性とか必ずしも本会誌論文としては適当でない主題ではあるが会員の興味を引き、または会員が知っていた方が益となるような論文のうち、編集幹事会で適当と思われるものを投書として採録する。投書は必ずしも論文・資料ほど形態をととのえる必要はなく**要約、序言、結言は不要**であって成るべく簡潔に示すことが望ましい。第一の範囲に属するものは2ページ程度、後者の方は6ページ程度にまとめることを原則としたい。

6. 誌 上 討 論

最初に、何巻何号掲載誰々氏論文・資料に対する討論と書き、つぎに討論執筆者の氏名、勤務先を記載する。形式的な前置等は切りつめて、単刀直入に論点を示されたい。原著者を助けて真実を明らかにすることを趣旨とする。討論は原著者のその記事に関する事項

に局限し、それ以外の事項に言及することは避けられたい。

7. 執筆の注意事項

(a) 論文題名および正員、准員、学生会員の別、氏名、勤務先のみを原稿第1ページに日英両文で記し、第2ページ以後は本文のみとすること。

(b) 文体はひらがなまじり国語文章体のこと。

(c) 術語以外はなるべく「当用漢字」を用い、かなは「新かなづかい」とすること。

(d) 数字、ローマ字、ギリシャ文字、ドイツ文字(大文字、小文字の別)は特に明らうに記載すること。

(e) 句読点は、および・を用い、それぞれ1画を用いること。

(f) 単位は周知の略号を用いること。

(g) 本文中に使用する記号には必ず説明を付けること。

(h) 図面は刷上り寸法の2~3倍大にきれいに書き文字、記号等は明らうに記載すること。図面中に使用するシンボルは原則として電気通信用シンボルによること。図面は本会でトレースするから鉛筆書きでもよい。

図面を入れる場所は原稿用紙の欄外に明記すること。

(i) 引用文献は原則として、雑誌の場合は、著者、標題、雑誌名、巻、号、ページ、年月；著書の場合は、著者、書名、ページ、発行所、発行年をしるすこと。たとえば、

浦島太郎：“広帯域増幅器”，信学誌，40，2，p 120，(昭30-02)。

E.B. Wilson：“Television by pulse code modulation”，I.R.E.，45，5，p 600，(May 1957)。

J.A. Smith：“Electricity and magnetism”，p 300，Cambridge University Press，London，(1950)。

8. 寄稿の取扱い

寄稿はつぎのように処理される。

(a) 事務所において原稿を受付けたときは当日の

日付を原稿に押して処理簿に記入し、受付状を出す。

(b) 再受付の場合は「再」として当日の日付を押し、処理簿に記入し受付状を出す。

(c) 掲載の場合にはこれらの日付(原受付・再受付)を本文末尾に記入する。

(d) 寄稿は論文委員の査読結果に基づき編集幹事会でつぎのいずれかに決定する。

(I) ただちに採録する。

(II) 軽微な修正を求めた上採録。

(III) 著者に照会して回答を求めた上採否を決定する。

(IV) 採録しない。

(e) 採録された原稿は原則としてお返ししない。

(f) 寄稿に誤りまたは不審の点がある場合は、著者に照会して修正を求める。しかしどうしも掲載することが不適当と認められる場合は返送する。本誌掲載以前に他の公開出版物に発表されたものは原則として掲載を中止するから注意していただきたい。

9. その他

(a) 原稿の送付 送付先は
東京都千代田区富士見町2の8

電気通信学会

通信文を入れずに開き封とすれば第5種郵便物として取扱われる。

(b) 校正 著者にも校正刷りを送り、誤植の防止に万全を期しているが、校正の際に原稿、特に図面を訂正することは避けてほしい。

(c) 正誤 著者から正誤の申出があった場合には原稿と対照し、誤植と原稿訂正との別を明らかにして最近号に掲載する。

(d) 原稿用紙の価格 1冊(50枚つづり)80円(送料30円)

(e) 別刷 別刷には無料配布のものはないので、著者は校正のときに御注文いただきたい。その別刷定価はページ数と部数により異なり、下表の通りである。後からの御注文に対してはこの表より高価になるので御注意いただきたい。

別刷 定価 表 (円)	部数 ページ数	50	100	150	200	250	300
	1~2	550	800	1,050	1,400	1,500	1,800
	3~4	700	1,000	1,350	1,800	2,000	2,100
	5~6	850	1,200	1,650	2,000	2,250	2,400
	7~8	1,050	1,400	1,950	2,200	2,500	2,700
	9~10	1,300	1,600	2,250	2,400	2,750	3,000
	11~12	1,500	1,800	2,550	2,600	3,000	3,300

論 文 ・ 資 料

UDC 621.391.821.029.51 : 621.3.018.7

空電の VLF 帯周波数スペクトル*

正 員 佐 尾 和 夫

(名古屋大学 空電研究所)

要約 VLF 帯空電研究の一環として、筆者は昼間に受信される空電波形を周波数分析する目的をもって、単能のアナログコンピュータを試作した。本機により伝ばん距離の異なる空電波形の周波数分析を試み、振幅周波数スペクトルについては、VLF 帯電磁波の遠距離伝ばんにおける減衰係数の周波数に対する傾向を求め、また位相の周波数スペクトルについては、空電源距離の大雑っぱな評価に役立つことを述べたものである。

1. 序 言

空電は言うまでもなく、主として雷放電の場合に生ずる過渡的な電磁波の信号であって、これをその源から極めて遠距離で受信すると、約 10 kc/s を中心とするいわゆる VLF (超長波) 帯の周波数成分が多く含まれている。一方この種の周波帯に対する組織的研究は送信局が乏しいために開発が困難であり、この点空電を利用すれば強力なしかも広汎な周波数を持った送信局が常時得られるので極めて有力なわけである。さらに超長波の減衰は極めて少なく、したがって遠距離へ伝ばんする特徴を有しているにもかかわらず空電による妨害が著しいこと等のため通信としては、あまり利用されてはいなかった。ところが近年に至って Lo-ran の必要性、全世界への通信等の問題が起きて来たので、上述の特徴を生かして再び注目を浴びるようになった。また標準電波の世界放送に対しても長波を用いようとする動きがある。

また太陽活動に伴って短波が fade out するときにも、超長波はかえって増強されたり、あるいはほとんど fade out しない周波数もあるので、海外通信に対しても長波帯を合わせ用いることが問題になって来ている。そこで筆者は VLF 帯における空電波形を、その伝ばん距離との関連において考察するために波形を周波数スペクトルに変換して考えることとした。この方面における着目すべき研究は、まず Chapman⁽¹⁾ らであり、かれは昼間の典型的な準正弦減幅振動波形 (smooth daytime type 波形) を利用して、陸上伝ばんの場合に長波の減衰が周波数によってどのように変化

するかを求めている。その方法は空電を一旦高性能の磁気録音機に録音しておき、後に 100 c/s から 12.5 kc/s までを 19 段階に分けた狭帯域同調回路に対する再生空電のレスポンスを求めることによって周波数スペクトルを得ている。そして各周波数ごとに伝ばん距離に対するレスポンスの曲線を書いて、これから減衰係数の周波数特性を求めている。つぎに Taylor⁽²⁾ は電波が東から西へ伝ばんする場合と、西から東へ伝ばんする場合とに分けて減衰係数を求めている。すなわち同一空電を距離の異なる 2 地点で (ほとんど海上伝ばん) 波形を同時記録し、それを周波数分析して、さらに既知の空電源距離を用いて減衰係数を求めた結果、東から西へ伝ばんする場合より、西から東へ伝ばんする場合の方が減衰は 1~3 dB/1000 km 少ないことを述べている。しかし、ここに得られた結果の一部には、やや正確を欠いていると思われる点がある。一方筆者は空電波形を周波数分析するにあたり、一旦フィルムに記録された波形を数学的にフーリエ変換を行なわしめて分析する方法を用いているので、通常得られる振幅の周波数スペクトルと共に、位相の周波数スペクトルも得られる利点がある。ここには昼間に観測される空電波形を取上げ、これを周波数分析した結果を述べるのであるが、本文では典型的ないわゆる smooth daytime type 波形に限らず、一般的な波形すなわちやゝひずんだものも取扱ってある。なお周波数分析に用いた周波数分析機についても簡単な説明を加えてある。

2. 空電波形の周波数分析

言うまでもなく、空電波形のように過渡的非周期性信号波形の周波数スペクトルは連続スペクトルであって、換言すれば周波数を異にする無数の定常状態の振動に分析されるものである。波形と周波数スペクトル

* Very Low Frequency Spectra of Atmospherics.
By KAZUO SAO, Member (Research Institute of
Atmospherics, Nagoya University, Toyokawa).
[論文番号 3404]

との関係は数学的には相互にフーリエ変換であり、波形を $G(t)$ 、分析すべき角周波数を ω とすれば、周波数スペクトルはつぎの関係であらわされる。

$$G(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cos[\omega t + \phi(\omega)] d\omega \quad (1)$$

$$S(\omega) = \sqrt{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} G(t) \cos \omega t dt \right]^2 + \left[\int_{-\infty}^{+\infty} G(t) \sin \omega t dt \right]^2} \quad (2)$$

$$\tan \phi(\omega) = - \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} G(t) \sin \omega t dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} G(t) \cos \omega t dt} \quad (3)$$

ここで式(2)の $S(\omega)$ を ω の関数として plot したものは、波形 $G(t)$ の振幅周波数スペクトルであり、また式(3)の $\phi(\omega)$ を ω の関数として plot したものは、その位相周波数スペクトルであるから、結局式(2)と式(3)とを計算すれば、空電波形 $G(t)$ からその周波数スペクトルを求めることができる。

そこで筆者は前式の計算に適するように設計されたアナログ計算機を試作した。フィルムに撮影された空電波形を紙上へ適当な寸法に引伸し、これを筒に巻付けて自動的に一定の速さで波形をその時間軸に沿って送り、同時に一方では手で波形をトレースすることにより波形の各時刻での振幅に比例する電圧をとり出すようにしてある。別に角周波数 ω で変化する $\sin \omega t$ または $\cos \omega t$ の電圧を sine potentiometer で発生させ、電気演算回路で

$$\int_{-\infty}^{+\infty} G(t) \cdot \frac{\cos \omega t \cdot dt}{\sin \omega t \cdot dt}$$

を計算させれば、これらから $S(\omega)$ と $\phi(\omega)$ とを別々に算出することができる。分析すべき角周波数は sine potentiometer の回転数で変えられるから、回転の歯車

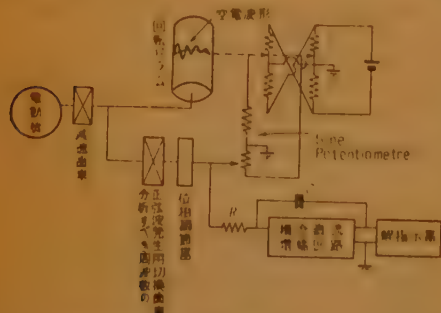
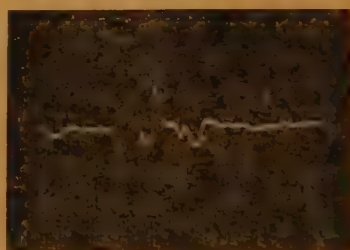


図1 空電波形用周波数分析機ブロックダイアグラム
Fig. 1—Block diagram of frequency analyser for the use of waveform of atmospherics.

比をクラッチで切換える操作で簡単に行なわれる。図1は本機のブロックダイアグラムを示している。周波数は 30 kc/s 以下を 79 段階で 0.22 kc/s まで選び出すことができるようになっている。

3. 位相周波数スペクトルと空電源距離との関係

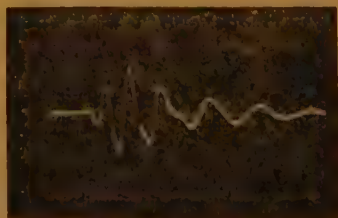
当所での空電観測には常に波形と方位とを同時に行ない、個々の空電に対しその発生位置を確認している。方位の測定は当所(愛知県豊川市)の外、九州電波監理局菊池分室(熊本市郊外)と緯度観測所(岩手県水沢市)の3地点から同時に方位測定を行ない、ブラウン管上の方位像を 16 mm フィルムに撮影して帰り、後刻それぞれの空電に対してその方位角を読み、地図上で交合法により最も確からしい位置を判定するのである。したがって撮影された空電波形に対してはそれぞれその空電の位置が判明している。さて、昼間に観測される空電波形は、その周波数スペクトル



(a) 距離 1,200 km



(b) 距離 2,800 km



(c) 距離 4,500 km 以上

図2 典型的昼間空電波形
Fig. 2—Typical smooth daytime type atmospheric waveforms.

が距離によっていかに変形するかについて、当所で観測した典型的空電波形を用いて距離との関係を図2に示した。図2は特に距離について、(a) (b) (c) と配列してあるが、これらの波形(補正時間)は総て 0.9 ms を一見して判る通り、距離が遠くなるにつれて波数が増し、波形の継続時間が伸びる傾向になっている。この点は既に Pierce⁽⁴⁾ が述べている通りである、つぎにこれらの波形

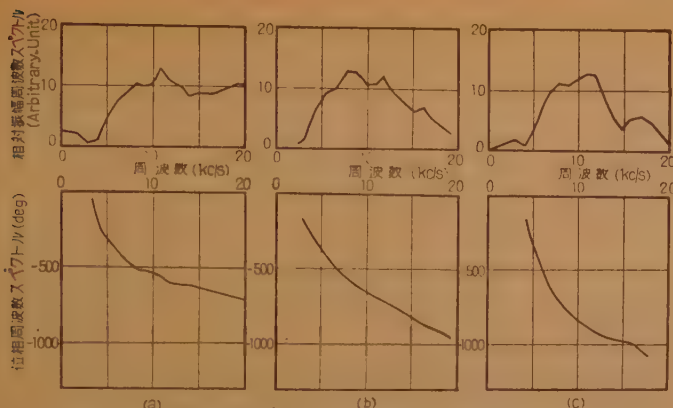


図3 図2 (a) (b) (c) に示した空電波形の周波数スペクトル

Fig. 3—Frequency spectra analysed from Fig. 2 (a) (b) and (c) respectively.

の周波数スペクトルをそれぞれ求めてみると、図3(a) (b) (c) のようになり、分析した波形は一応典型的なものばかりではあるが、その振幅周波数スペクトルはChapmann⁽⁴⁾ が述べているように、振幅最大となる周波数が伝ばん距離の増加につれて次第に周波数の高い方へ移動するような傾向は見受けがたい。もちろんこの傾向は一応うなづけるとしても、振幅周波数スペクトルは一般的にはもっと複雑であって、一概には言えないのではなかろうかと思われる。

一方位相周波数スペクトルは伝ばん距離との関係が可成りはっきりした形であらわれている。すなわち伝ばん距離が遠くなればなるほど、位相の変化が大きくなっている。

この点は着目すべきであって、位相周波数スペクトルの傾斜は伝ばん距離の影響を割合顕著に示す特徴を持っているのである。位相周波数スペクトルから空電源距離を求め得る可能性についてさらに考察してみると、受信空電波形の位相周波数スペクトルは空電源の位相周波数スペクトルと伝ばん路の位相周波数スペクトルとの和で表わされるが（波形測定機の位相特性は直線であるとして）空電源の位相周波数スペクトルは後述するように（付録参照）一般的に変化が少ないことを考え合わせれば、受信空電の位相周波数スペクトルにはおもに伝ばんの際の位相推移が顕著にあらわれていることが判る。

そこで位相周波数スペクトル曲線の勾配と伝ばん距離との関連を調べるために、曲線の微係数を目安にすることとし、まず8~14 kc/s の周波数帯域を直線と見なして、その微係数をとり、つぎにそれより低い周波数領域では6 kc/s における切線の微係数をとって、両者を平均することにより、位相曲線の微係数を代表

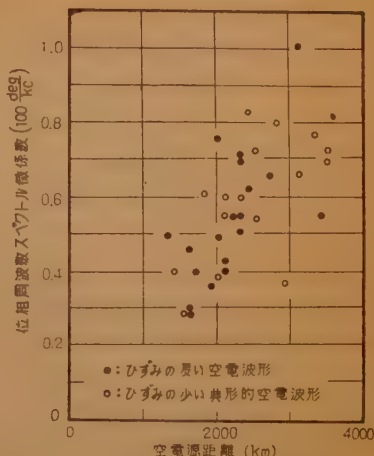


図4 位相周波数スペクトルの微係数と空電源距離との関連

Fig. 4—Relation between the mean value of the tangent to the phase-frequency curve and the traversed distance.

させた。

検討した波形は50枚であって、その中約3割は位相周波数スペクトル曲線が一樣でないのを除外し、残りの36枚について、その結果を示すと図4のようになる。これらの波形の中には典型的な波形だけではなく、一般的なひずんだ波形も含めて取扱った。図4を見ると多少のバラツキはあっても、空電源距離の増加につれて微係数の値が大きくなっている傾向を認めることができる。○印はひずみの少ない典型的空電波形から求めたものであり、●印はひずみの多い一般的な空電波形から求めたものであって、これを見ると波形ひずみの大小による差異はあまり見受けられない。図4のplotは可成りバラツキがあるので、試みに相関係数を求めてみると+0.64となっている。したがって任意の波形の位相周波数スペクトル曲線から、その正確な伝ばん距離を求めることは不可能であるが、±500 km 程度の誤差を容認すればこの方法により昼間のsmooth daytime type 波形からおよその伝ばん距離を知ることができる。

4. 振幅周波数スペクトルから求めた VLF 帯電波の遠距離伝ばんにおける減衰係数

既に序言で述べたように、VLF 帯電波が遠距離を伝ばんする場合の減衰係数の値についてはChapman⁽¹⁾の結果とTaylor⁽²⁾の結果とは6 kc/s 以下で傾向が異なっている。ここで減衰係数とは周波数を f 、伝ばん距離を D 、地球半径を a とし送信周波数スペクトル

を $A(f)$ 、受信起電力を $E(f, D)$ としたとき、関係式 $E(f, D) = \frac{A(f)}{\sqrt{a \cdot \sin(D/a)}} \cdot e^{-\alpha(f) \cdot D}$ 中の項 $\alpha(f)$ を指すものとする。VLF 帯電磁波の伝ばんに対する導波管 mode 理論（電離層と大地で形成される空間内の VLF 帯電磁波の遠距離伝ばんに対し、丁度導波管内における mode の伝ばんと類推的に考察した伝ばん理論）の建前からすれば、6 kc/s 以下で減衰が急激に減少するのは考えにくいことであるから、筆者はこの点を確かめる目的で当所の観測波形から減衰係数を求めることを試みた。当所の観測波形は縦軸すなわち電界強度値の較正が不十分であったので、振幅周波数スペクトル値に対し止むを得ずつぎのような方法により空電源距離に応じた相対的電界強度値に書き直すこととした。すなわち 10 kc/s 同調の空電方位測定機で到来方位を観測する場合、約 3 dB ずつ感度を上げて受信機を調整すると、その度ごとに約 1,000 km ずつ遠距離の空電群を受信できることが判っている。換言すれば 10 kc/s の電磁波の減衰係数は 1,000 km ごとに約 3 dB と言うことができるのであって、このことを念頭におき 7 枚の波形の振幅周波数スペクトルに対し空電源距離に応じて 10 kc/s 成分の振幅を規準化すれば図 5 のようになる。ここに用いた 7 枚の中、3 枚

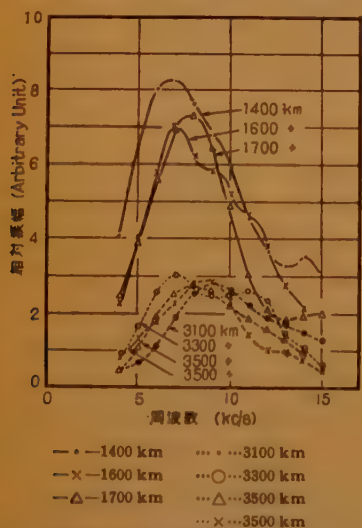


図 5 典型的空電波形の振幅周波数スペクトル
Fig. 5—Amplitude-frequency spectra of the typical day-time type waveforms.

は 1,400~1,700 km であり、他の 4 枚は 3,100~3,500 km のものである。大別してほぼ 1,500 km と、ほぼ 3,300 km の 2 群についてそれぞれ振幅周波数の平均値を求めた上、つぎの方法により減衰係数 $\alpha(f)$

を決定することができる。すなわち、これらの波形はいずれもその空電源での周波数スペクトルが相互に近似しているものと仮定すれば、距離 D の異なる 2 地点 D_1, D_2 で受信した振幅周波数スペクトルをそれぞれ $E_1(f, D_1), E_2(f, D_2)$ として、その比を求めることにより式 (4) が得られる。

$$e^{\alpha(f) \cdot (D_1 - D_2)} = \frac{E_2(f, D_2)}{E_1(f, D_1)} \sqrt{\frac{\sin\left(\frac{D_2}{a}\right)}{\sin\left(\frac{D_1}{a}\right)}} \quad (4)$$

ここで a は地球半径である。空電源までの距離 D_1, D_2 が既知であれば、式 (4) から $\alpha(f)$ を求めることができる。このようにして各周波数ごとに求めた $\alpha(f)$ の値を他の著者らのそれらと比較したものが図 6 であり、これをみると Taylor の結果は多少正確を欠くのではないと思われるのである。

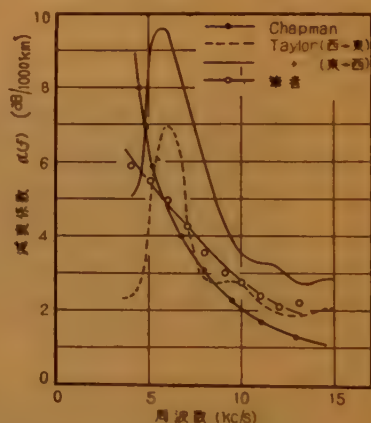


図 6 VLF 帯電磁波の減衰係数
Fig. 6—Attenuation coefficient of the VLF electro-magnetic wave.

5. 結 言

筆者は昼間に受信されて遠距離を伝ばんした空電波形を研究するにあたり、波形を周波数スペクトルに変換する目的のアナログコンピュータを設計し、これにより波形を周波数スペクトルの形に変換して研究を行った。

そのおもな結果としては、第一に昼間空電波形からその伝ばん距離を推定するには、振幅周波数スペクトルが振幅最大になる周波数によるよりはむしろ位相周波数スペクトル曲線の勾配から推定する方が可能性が大きいこと、第二に伝ばん距離が異なる 2 群の振幅周波数スペクトルから VLF 帯電磁波が遠距離を伝ばん

する場合の減衰係数の周波数特性を求めて、それが周波数が低くなるほど増大する傾向が確認され、この点筆者の結果は導波管 mode 理論の建前と合致するものであったことを述べたものである。

最後に本研究に関しては金原空電研究所長から絶えざる御激励と御教示をいただき感謝申上げている。空電観測にあたっては岩井助教授を始めとし多くの方々の御援助によるものであって厚く御礼申上げる。また周波数分析と資料の取りまとめ等については神藤技官、前田都哉子氏、伊藤みつゑ氏、林光子氏が努力されたものであって合わせて厚く御礼申上げる。

なお空電の観測は緯度観測所、並びに九州電波監理局の御厚意によって実施されたものであることを付け加えて共に厚く感謝の意を表する。

付 録 雷放電の周波数分布

通信妨害の雑音源として最大のものは雷放電であり、特に雷放電の垂直双極子放射が遠距離で受信されるものと考えて、ここでは落雷の場合についてその周波数スペクトルを考えることとした。ここで必要なのは落雷電流波形であって、雷放電の帰閃 (return stroke) は上部へ進むにつれて、分枝した放電路の負電荷を中和したり、あるいは雲中の負電荷の不均一分布による電流のため雷放電々流は複雑な形をしている。雷放電々流波形の実測は割合少なく、本文では Norinder⁽⁵⁾ らの報告にある結果を周波数分析して周波数スペクトルを求めてみた。なお、この結果は北緯 60° のスウェーデン Uppsala での観測結果であるから、その電気的特性が世界各地で類似しているかどうかは疑わしいとしても、一応参考になるのでこれを採用した。

前述の周波数分析機により周波数分析の結果、その 2 例を図示してみると図 7 (a), (b) のようになり、上段は落雷電流波形、中段と下段はそれぞれその振幅周波数スペクトルと位相周波数スペクトルである。これで判るように空電源における振幅周波数スペクトルは低周波ほど極端にその成分が多く、周波数が高くなる

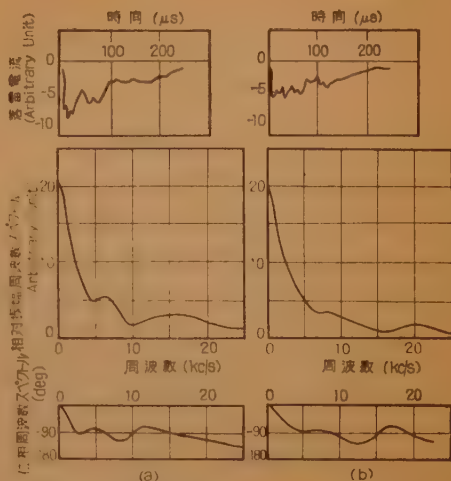


図 7 落雷電流波形とその周波数スペクトル
Fig. 7—Waveforms of return stroke current and their frequency spectra.

につれて減少するが、その途中往々極大値があらわれている。これらの極大値は受信空電スペクトルにも当然影響するものと考えられる。一方位相周波数スペクトルは考えている周波数範囲内で高々 180° までであることも了解できる。

文 献

- (1) F.W. Chapman and R.C.V. Macario: "Propagation of audio-frequency radio waves to great distances", *Nature* **177**, 4516, p 930, (1956).
- (2) W.L. Taylor: "Daytime attenuation rates in the very low frequency band using atmospherics", *J. of Research of the N.B.S.* **64 D**, 4, p 349, (1960).
- (3) P.G.F. Caton and E.T. Pierce: "The waveforms of atmospherics", *Phil. Mag.* **43**, 339, p 393, (1952).
- (4) F.W. Chapman and W.D. Matthews: "Audio-frequency spectrum of atmospherics", *Nature* **172**, 4376, p 495, (1953).
- (5) H. Norinder and O. Dahle: "Measurements by frame aerials of current variations in lightning discharges", *Arkiv för Matematik, Astronomi och Fysik*, **32 A**, 5, p 1, (1945).

(昭和 36 年 3 月 30 日受付)

UDC 621.395.74

三角形迂回中継方式の呼損率の近似計算法*

正員 猪瀬 博 准員 阿部 安利

(東京大学工学部)

(日本電信電話公社)

要約 本論文は三角形をなす迂回中継方式——三角形の各頂点にあたる局を A, B, C とするとき、 AB, BC, CA 間にそれぞれ両方向トラヒックがあり AB 間の呼は \overline{AB} 直通路が全話中のとき \overline{ACB} , BC 間の呼は \overline{BC} 直通路が全話中のとき \overline{BAC} , CA 間の呼は \overline{CA} 直通路が全話中のとき \overline{CBA} とそれぞれ迂回する方式——において AB, BC, CA 間の呼の呼損率を “No Hole in the Multiple” の假定, すなわち直通路が全話中のときのみ迂回呼が存在するとする假定を設けて近似的に求め、かつこの假定が呼損率の計算結果に及ぼす影響を検討し、これによる誤差の補正方法を述べたものである。

また最後に R.I. Wilkinson 氏の方法によって解くことのできる一つの系について本計算法を適用し、数値計算を行なってその結果を比較検討してある。

1. 序 言

市外交換網は当初のトラヒックの大きい局間は直通線で結ぶ直通線方式から、近時は全国を帯域別に分け各帯域内で星形回線網を構成し、各帯域の総括局を互いに結ぶ方式となってきた。しかし各帯域内の完全な星形回線網は不経済となることがあるから、直通線を併置して交換網を一部三角形または多角形状にして、迂回方式をとりいれて回線能率を高める方法がとられる。また総括局間の経路も多角形状にしてその間に迂回方式をとりいれる方法がとられる。この場合多角形の頂点にあたる局の相互間にトラヒックが存在するような系の各局間の呼損率を求める必要が生ずる。本論文は、もっとも簡単な場合である三角形をなす迂回通信網の呼損率を近似的に求めたものである。

問題とする系は図1に示すごとく、三角形に局が配置され AB, BC, CA 間にそれぞれ両方向トラヒックがあり、 AB 間の呼は直通路 \overline{AB} が全話中のとき

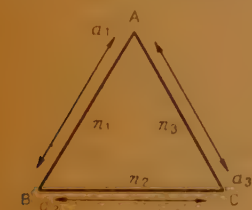


図1 三角形迂回中継方式
Fig. 1—A triangular alternate routing system.



図2 単純な迂回中継方式
Fig. 2—A simple alternate routing system.

\overline{ACB} と迂回する。同様に BC 間の呼は \overline{BAC} , CA 間の呼は \overline{CBA} と迂回する。このような系において AB, BC, CA 間の呼の呼損率を計算する。

またこの計算方法に少しの変更を加えると AB 間呼のみ、または AB, BC 間のみに迂回を許す方式、図2のような単純な迂回方式の呼損率の計算に使用することができる。

2. 呼損率の近似式

計算の前提として呼はポアソン過程にしたがって生起し、呼の保留時間は一定平均値の指数分布にしたがうものとする。入線数は無限大とし、損失呼は直ちに消滅し、再呼もしないものとする。また各局間のトラヒックは定常状態にあるものとする。

計算の便宜上図3に示すごとく、 AB 間呼量を a_1 , BC 間呼量を a_2 , CA 間呼量を a_3 とし、それぞれ A, B, C 局に呼源があるものとする。図4において i, j, k をそれぞれ AB, BC, CA 間直通呼による占有回線数、 i', j', k' をそれぞれ $\overline{ACB}, \overline{BAC}, \overline{CBA}$ 迂回呼による占有回線数とすれば、回線の占有状態は (i, j, k, i', j', k') で示すことができる。ただしこの場合 AB, BC, CA 間の回線数をそれぞれ n_1, n_2, n_3 とすれば i, j, k, i', j', k' はつぎの制限にしたがう。

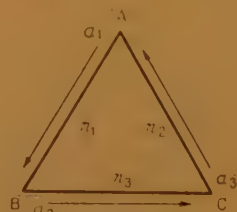


図3 対象とする系
Fig. 3—The system under consideration.



図4 呼の占有状態
Fig. 4—The occupation of calls.

* An Approximate Calculation on Blocking Probabilities of a Triangular Alternate Routing System, HIROSHI INOSE, Member (Faculty of Engineering, University of Tokyo, Tokyo) and YASUTOSHI ABE, Associate (Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokyo). [論文番号 3405]

$$i+j'+k' \leq n_1$$

$$i'+j+k' \leq n_2$$

$$i'+j'+k \leq n_3$$

この占有状態 (i, j, k, i', j', k') の遷移を考え, (i, j, k, i', j', k') の存在する確率 $p(i, j, k, i', j', k')$ について統計的平衡の式をたて, これを解けば呼損率は正確に求まる. しかしこれは階段結線の解の場合と同様實際上厳密な解は不可能である.

そこでつぎのような仮定を設ける. すなわち各迂回呼 \widehat{ACB} , \widehat{BAC} , \widehat{CBA} が存在するのはその直通路 \overline{AB} , \overline{BC} , \overline{CA} が全話中の場合のみとする. したがって迂回呼が存在しているとき直通路の呼が 1 つ終了した場合迂回呼を 1 つ直通路へ移す仮想的な手段を考える訳である. この仮定を置くと迂回呼は, 同時には \widehat{ACB} , \widehat{BAC} , \widehat{CBA} の内 1 種類しか存在しないことになる. (この仮定を “No Hole in the Multiple” と称し, E.C. Molina が階段結線の解に使用した⁽¹⁾.)

いま a_1 による占有呼数(すなわち直通路占有呼数と迂回路占有呼数との和)を x_1 同様に a_2 , a_3 による占有呼数をそれぞれ y , z とし x, y, z の内容をつぎのごとく定めれば, すべての占有状態は (x, y, z) で尽される. すなわち

$$x \leq n_1 \quad \text{のときは} \quad i = x$$

$$y \leq n_2 \quad \text{のときは} \quad j = y$$

$$z \leq n_3 \quad \text{のときは} \quad k = z$$

$$x > n_1 \quad \text{のときは} \quad i = n_1 \quad i' = x - n_1$$

$$y > n_2 \quad \text{のときは} \quad j = n_2 \quad j' = y - n_2$$

$$z > n_3 \quad \text{のときは} \quad k = n_3 \quad k' = z - n_3$$

平均保留時間を時間の単位にとると微小時間 Δt の間に a_1, a_2, a_3 の各呼源より 1 つの呼が生起する確率はそれぞれ $a_1 \Delta t, a_2 \Delta t, a_3 \Delta t$, 占有状態 (x, y, z) のときに x の内 1 つ, y の内 1 つ, z の内 1 つの呼が終了する確率はそれぞれ $x \Delta t, y \Delta t, z \Delta t$ である.

ここで一例として $x \leq n_1 - 1, y \leq n_2 - 1, z \leq n_3 - 1$ の場合の占有状態の変化を考えると図 5 のようになる. 図 5 の場合の他 x, y, z のとり値の組合わせに応じて種々の変化のしかたがある. (x, y, z) の存在する確率を $p(x, y, z)$ とすると x, y, z の値の組合わせに

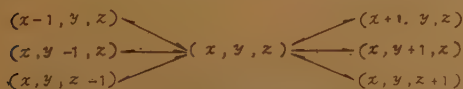


図 5 呼の占有状態の変化

Fig. 5—The transition of the occupation of calls.

応じてつぎのような統計的平衡の各式が成立する. ここで $n_1 \geq n_2 \geq n_3$ としておく.

$$n_1 + n_3 - 1 \geq x \geq n_1, \quad y + x - n_1 \leq n_2 - 1$$

$$z + x - n_1 \leq n_3 - 1$$

$$n_2 + n_3 - 1 \geq y \geq n_2, \quad z + y - n_2 \leq n_3 - 1$$

$$x + y - n_2 \leq n_1 - 1$$

$$n_2 + n_3 - 1 \geq z \geq n_3, \quad x + z - n_3 \leq n_1 - 1$$

$$y + z - n_3 \leq n_2 - 1$$

の各範囲に対し

$$\begin{aligned} & (a_1 + a_2 + a_3 + x + y + z) p(x, y, z) \\ &= a_1 p(x-1, y, z) + a_2 p(x, y-1, z) \\ &+ a_3 p(x, y, z-1) + (x+1) p(x+1, y, z) \\ &+ (y+1) p(x, y+1, z) + (z+1) p(x, y, z+1) \end{aligned} \quad (1)$$

ただし $p(-1, y, z), p(x, -1, z), p(x, y, -1)$ 等はいずれも 0 とする.

$$n_3 + n_2 - 1 \geq z \geq n_3, \quad x + z - n_3 = n_1,$$

$$y + z - n_3 \leq n_2 - 1,$$

および

$$y + x - n_1 \leq n_2 - 1, \quad z + x - n_1 = n_3,$$

$$n_1 + n_3 \geq x \geq n_1 \quad (n_2 > n_3 \text{ のとき})$$

または $n_1 + n_3 - 1 \geq x \geq n_1 \quad (n_2 = n_3 \text{ のとき})$

の各範囲に対し

$$\begin{aligned} & (a_2 + x + y + z) p(x, y, z) = a_1 p(x-1, y, z) \\ &+ a_2 p(x, y-1, z) + a_3 p(x, y, z-1) \\ &+ (y+1) p(x, y+1, z) \end{aligned} \quad (2)$$

$$n_1 + n_3 - 1 \geq x > n_1, \quad y + x - n_1 = n_2$$

$$z + x - n_1 \leq n_3 - 1$$

および

$$n_2 + n_3 - 1 \geq y \geq n_2, \quad z + y - n_2 \leq n_3 - 1$$

$$x + y - n_2 = n_1$$

の各範囲に対し

$$\begin{aligned} & (a_3 + x + y + z) p(x, y, z) = a_1 p(x-1, y, z) \\ &+ a_2 p(x, y-1, z) + a_3 p(x, y, z-1) \\ &+ (z+1) p(x, y, z+1) \end{aligned} \quad (3)$$

$$z + y - n_2 = n_3, \quad x + y - n_2 \leq n_1 - 1$$

$$n_2 + n_3 \geq y \geq n_2 \quad (n_1 > n_3 \text{ のとき})$$

または $n_2 + n_3 - 1 \geq y \geq n_2 \quad (n_1 = n_3 \text{ のとき})$

および

$$x + z - n_3 \leq n_1 - 1, \quad y + z - n_3 = n_2$$

$$n_3 + n_2 \geq z \geq n_3 \quad (n_1 > n_3 \text{ のとき})$$

または $n_3 + n_2 - 1 \geq x \geq n_3$ ($n_1 = n_2$ のとき)

の各範囲に対し

$$(a_1 + x + y + z) p(x, y, z) = a_1 p(x-1, y, z) + a_2 p(x, y-1, z) + a_3 p(x, y, z-1) + (x+1) p(x+1, y, z) \quad (4)$$

$$n_1 + n_3 \leq x \leq n_1, y + x - n_1 = n_2, z + x - n_1 = n_3;$$

$$n_2 + n_3 \leq y \leq n_2, z + y - n_2 = n_3, x + y - n_2 = n_1;$$

および

$$n_3 + n_2 \leq z \leq n_3, x + z - n_3 = n_1, y + z - n_3 = n_2$$

の各範囲に対し

$$(x+y+z) p(x, y, z) = a_1 p(x-1, y, z) + a_2 p(x, y-1, z) + a_3 p(x, y, z-1) \quad (5)$$

すべての状態の確率の和は1であるから

$$\sum_{\substack{x \leq n_1 \\ y \leq n_2 \\ z \leq n_3}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{x > n_1 \\ y + x - n_1 \leq n_2 \\ z + x - n_1 \leq n_3}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{y > n_2 \\ x + y - n_2 \leq n_3 \\ z + y - n_2 \leq n_1}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{z > n_3 \\ x + z - n_3 \leq n_1 \\ y + z - n_3 \leq n_2}} p(x, y, z) = 1 \quad (6)$$

式(1)~(6)の連立一次方程式を解くために下記のごとき母関数を用いると

$$G(p, q, r) = \sum p(x, y, z) p^x q^y r^z$$

式(1)~(5)は下記の偏微分方程式に変換される。

$$(a_1 + a_2 + a_3) G(p, q, r) + p \frac{\partial G}{\partial p} + q \frac{\partial G}{\partial q} + r \frac{\partial G}{\partial r} = a_1 p G + a_2 q G + a_3 r G + \frac{\partial G}{\partial p} + \frac{\partial G}{\partial q} + \frac{\partial G}{\partial r} \quad (7)$$

$$a_2 G(p, q, r) + p \frac{\partial G}{\partial p} + q \frac{\partial G}{\partial q} + r \frac{\partial G}{\partial r} = a_1 p G + a_2 q G + a_3 r G + \frac{\partial G}{\partial q} \quad (8)$$

$$a_3 G(p, q, r) + p \frac{\partial G}{\partial p} + q \frac{\partial G}{\partial q} + r \frac{\partial G}{\partial r} = a_1 p G + a_2 q G + a_3 r G + \frac{\partial G}{\partial r} \quad (9)$$

$$a_1 G(p, q, r) + p \frac{\partial G}{\partial p} + q \frac{\partial G}{\partial q} + r \frac{\partial G}{\partial r} = a_1 p G + a_2 q G + a_3 r G + \frac{\partial G}{\partial p} \quad (10)$$

$$p \frac{\partial G}{\partial p} + q \frac{\partial G}{\partial q} + r \frac{\partial G}{\partial r} = a_1 p G + a_2 q G + a_3 r G \quad (11)$$

式(7)の1つの解は

$$G = \text{const} \times e^{a_1 p + a_2 q + a_3 r}$$

である。式(8)~(11)は式(7)に対し独立でなくすべて上と同じ解を持っている。

$$e^{a_1 p} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{a_1^i}{i!} p^i, \quad e^{a_2 q} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{a_2^i}{i!} q^i, \quad e^{a_3 r} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{a_3^i}{i!} r^i$$

であるから逆変換を行なうと

$$p(x, y, z) = C \frac{a_1^x a_2^y a_3^z}{x! y! z!} \quad (12)$$

これを式(6)に代入するとCが求まって

$$p(x, y, z) = \frac{a_1^x a_2^y a_3^z}{x! y! z!} \left(\sum_{\substack{x \leq n_1 \\ y \leq n_2 \\ z \leq n_3}} \frac{a_1^x a_2^y a_3^z}{x! y! z!} + \sum_{\substack{x \geq n_1 \\ y + x - n_1 \leq n_2 \\ z + x - n_1 \leq n_3}} \frac{a_1^x a_2^y a_3^z}{x! y! z!} + \sum_{\substack{y \geq n_2 \\ x + y - n_2 \leq n_3 \\ z + y - n_2 \leq n_1}} \frac{a_1^x a_2^y a_3^z}{x! y! z!} + \sum_{\substack{z \geq n_3 \\ x + z - n_3 \leq n_1 \\ y + z - n_3 \leq n_2}} \frac{a_1^x a_2^y a_3^z}{x! y! z!} \right) \quad (13)$$

呼が閉塞される状態の確率をすべて加え合わせれば呼損率を得る。すなわち、 a_1, a_2, a_3 の呼損率はそれぞれ

$$B_1 = \sum_{\substack{n_1 + n_2 \geq x \geq n_1 \\ y + x - n_1 = n_2 \\ z + x - n_1 = n_3}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{n_1 + n_2 \geq x \geq n_1 \\ y + x - n_1 < n_2 \\ z + x - n_1 = n_3}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{n_2 + n_3 \geq y > n_2 \\ x + y - n_2 = n_1 \\ z + y - n_2 = n_3}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{n_2 + n_3 \geq y > n_2 \\ x + y - n_2 < n_1 \\ z + y - n_2 = n_3}} p(x, y, z) \quad (14)$$

$$B_2 = \sum_{\substack{n_2 + n_3 \geq y \geq n_2 \\ x + y - n_2 = n_1 \\ z + y - n_2 = n_3}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{n_2 + n_3 \geq y \geq n_2 \\ x + y - n_2 < n_1 \\ z + y - n_2 = n_3}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{n_1 + n_3 \geq x \geq n_1 \\ y + x - n_1 = n_2 \\ z + x - n_1 = n_3}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{n_1 + n_3 \geq x \geq n_1 \\ y + x - n_1 < n_2 \\ z + x - n_1 = n_3}} p(x, y, z) \quad (15)$$

$$B_3 = \sum_{\substack{n_2 + n_3 \geq x \geq n_3 \\ x + z - n_3 = n_1 \\ y + z - n_3 = n_2}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{n_2 + n_3 \geq x \geq n_3 \\ x + z - n_3 < n_1 \\ y + z - n_3 = n_2}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{n_1 + n_2 \geq y \geq n_1 \\ x + y - n_1 = n_2 \\ z + y - n_1 = n_3}} p(x, y, z) + \sum_{\substack{n_1 + n_2 \geq y \geq n_1 \\ x + y - n_1 < n_2 \\ z + y - n_1 = n_3}} p(x, y, z) \quad (16)$$

3. 解の応用

(i) 図6のように a_1, a_2 のみに迂回を許す方式の呼損率は2.で行なった解の過程に $x \leq n_1$ という

制限をおけば全く同様に解くことができる。

(ii) 図7のように a_1 のみに迂回を許す方式の呼損率は2. で行なった解の過程に $y \leq n_2, z \leq n_3$ という制限をおけば全く同様に解くことができる。

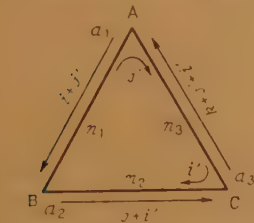


図6 a_1 および a_2 が迂回路をとり得る方式
Fig. 6—A system in which a_1 and a_2 can take alternate routes.

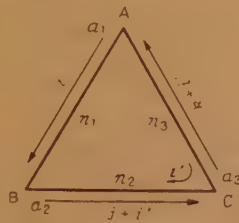


図7 a_1 が迂回路をとり得る方式
Fig. 7—A system in which a_1 can take alternate route.

(iii) 図8(a)の系は同図(b)の系に等価である。これは $n_3 = \infty$ であるから \overline{AB} 直通路からあふれる a_1 のあふれ呼は全部C局に到達し得ること、 $a_3 = 0$ であること、BC間のトラヒックの方向は異なっても占有状態に関係はないこと等から明らかである。したがって図8(a)の系の呼損率は2.の解の過程において $a_3 = 0$ だから常に $z = 0$ かつ $y \leq n_2$ として同様に解き得る。

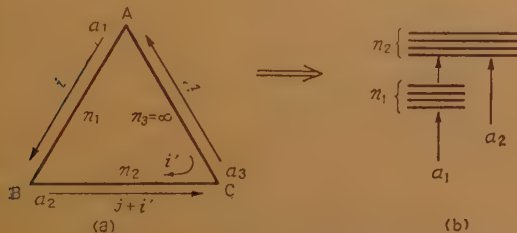


図8 図2の単純な迂回中継方式と等価な系
Fig. 8—The system equivalent to the simple alternate routing system in Fig. 2.

すなわち式(6)に対応して

$$\sum_{\substack{x \leq n_1 \\ y \leq n_2}} p(x, y) + \sum_{\substack{x > n_1 \\ y + x - n_1 \leq n_2}} p(x, y) = 1 \quad (17)$$

式(13)に対応して

$$p(x, y) = \frac{a_1^x a_2^y}{x! y!} \left/ \sum_{\substack{x \leq n_1 \\ y \leq n_2}} p(x, y) + \sum_{\substack{x > n_1 \\ y + x - n_1 \leq n_2}} p(x, y) \right. \quad (18)$$

式(14)に対応して

$$B_1 = \sum_{\substack{x \geq n_1 \\ y + x - n_1 = n_2}} p(x, y) \quad (19)$$

式(15)に対応して

$$B_2 = \sum_{\substack{x \leq n_1 \\ y = n_2}} p(x, y) + \sum_{\substack{x > n_1 \\ y + x - n_1 = n_2}} p(x, y) \quad (20)$$

4. 仮定の吟味および計算結果の補正

“No Hole in the Multiple” すなわち直通路が全話中でない限り迂回呼は存在しないとする仮定が呼損率におよぼす影響を検討する。まず a_1 の迂回呼が存在する場合についてみると、このとき直通路 \overline{AB} に空きが1つ生ずると本来迂回路を占有しているはずの迂回呼が1つ直通路へ戻ってくることになり、したがってこの仮定は直通路の呼損率について過大、迂回路の呼損率について過小に算出させる効果を持つ。つぎに a_2 の迂回呼が存在しているとき、 a_2 の直通路 \overline{BC} に空きが1つ生ずる場合を考えると、この仮定は直通路の呼損率について過大、迂回路の呼損率について過小に算出させる効果を持つ。同様に a_3 の迂回呼が存在する場合では、この仮定は直通路の呼損率について過大、迂回路の呼損率について過小に算出させる効果を持つ。しかし全体としては、この仮定は各直通路が実際に反してもっとも能率よく(迂回呼がもっとも少なくなるということから)使用されることを意味するから a_1, a_2, a_3 の呼損率はすべて過小すなわち危険側に算出されることは明らかである。

a_1, a_2, a_3 全部が迂回する一般の場合および a_1, a_2 が迂回する3. (i) の場合は上述のように仮定がさくそうした効果を持ち一概に論ずることはできないので、ここでは取り扱わず3. (ii), (iii) の場合について補正を考える。

(iii) の場合についていえば、上述のことから明らかに迂回可能なトラヒックについて過大即安全側、迂回できないトラヒックの呼損率について過小即危険側に算出される。過大に算出される程度は後に示すように比較的小さくかつ安全側であるのでこのままとし危

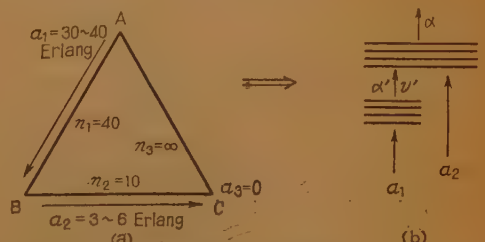


図9 近似の程度を知るための数値計算を行なった系
Fig. 9—The system for numerical calculation to verify the degree of approximation.

険側に算出される呼損率の補正を考える。すなわち
 3. (iii) の計算法の B_2 についてみるに、この計算法では仮定により仮想的な手段で迂回呼量の一部分が除かれているからこの分を計算して a_2 に加えて a_2' とし、この a_2' から新たに B_2' を求めれば相当正確な近似が得られると考えられる。したがって下式のように直通路からの平均あふれ呼量から迂回路内の迂回呼平均同時接続呼数を差し引いたものを a_2 に加えて補

正計算を行なう。

$$a_2' = a_2 + a_1 E_{1n_1}(a_1) - \sum_{n_1 > n_2} (x - n_1) p(x, y, z) \quad (21)$$

また 3. (ii) の場合も上と同様に考えて下式のごとき a_2' , a_3' を求めて補正を行なう。

$$a_2' = a_2 + a_1 E_{1n_1}(a_1) - \sum_{x > n_1} (x - n_1) p(x, y, z) \quad (22)$$

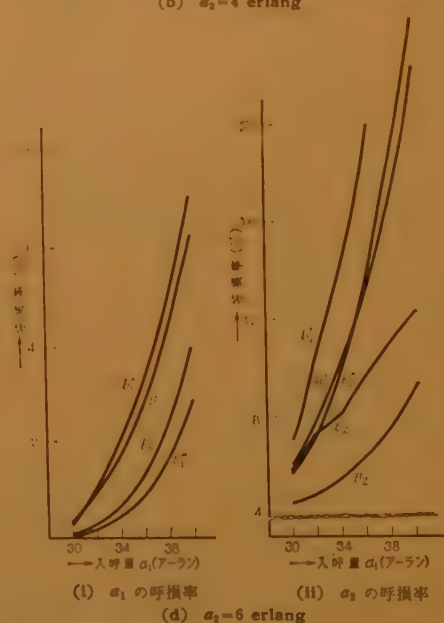
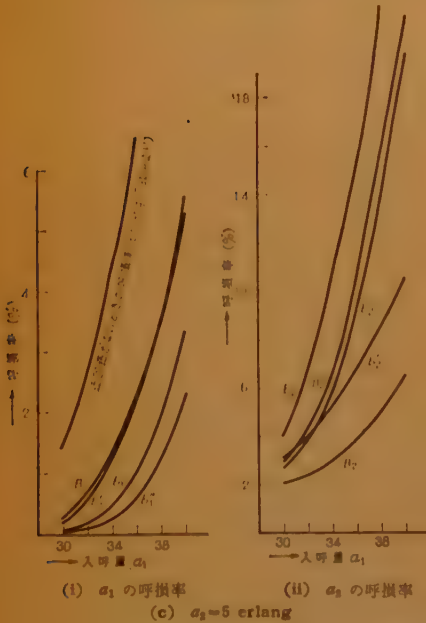
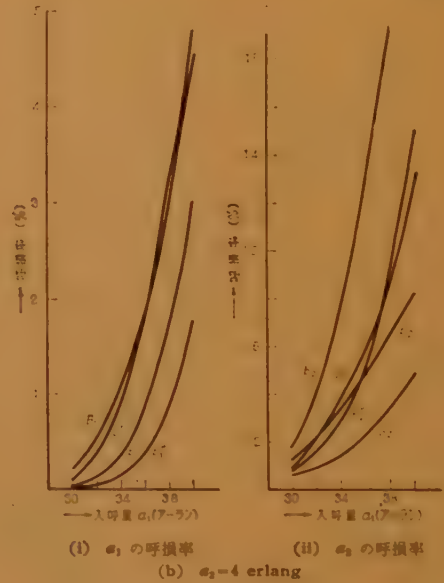
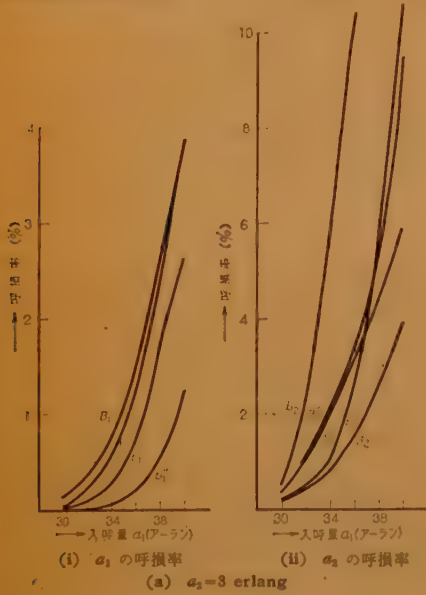


図 10 a_1 を 3, 4, 5, 6 erlang とした場合の呼損率
 Fig. 10—The blocking probabilities for $a_2 = 3, 4, 5, 6$ erlang.

$$a_3' = a_3 + a_1 E_{1n_1}(a_1) - \sum_{x > n_1} (x - n_1) p(x, y, z) \quad (23)$$

5. 実 際 の 計 算

この計算法の近似的程度を調べるために図 9 のような系について各呼損率を計算し、その結果を Wilkinson 氏の方法⁽²⁾その他と比較した。

比較にとった Wilkinson 氏の計算方法は図 9 (b) の系において、 a_1 なる呼量が n_1 の回線束に負荷されたときの平均あふれ呼量 α' およびその分散 v' を求めつぎに $\alpha' + a_2 = A'$, $v' + a_2 = V'$ として、 A' , V' なる特性のあふれ呼量を生ずるような入呼量 A と回線数 S を求める。ついで呼量 A が $(S + n_2)$ 回線に負荷されたときのあふれ呼量 α を求める。この α を α' と a_2 の大きさにより比例配分し、 a_1 , a_2 の呼損率を、それぞれ

$$b_1 = \alpha \cdot \frac{\alpha'}{A'} / a_1$$

$$b_2 = \alpha \cdot \frac{a_2}{A'} / a_2$$

とする方法である。(以下これを第 1 の方法とする)

つぎに第 2 の計算法として α を $\alpha' : a_2$ の比に比例配分する代わりに A (等価ランダム呼量) 内の迂回呼による部分と直通呼による部分の比に比例配分する方法をとる。(以下これを第 2 の方法とする。) すなわち

$$b_1' = \alpha \cdot \frac{A - a_2}{A} / a_1$$

$$b_2' = \alpha \cdot \frac{a_2}{A} / a_2 = \frac{\alpha}{A}$$

以上 2 つの方法による結果に加えて α' を無作為とみなして計算した結果を参考として比較を行なうこととする。

この 2 つの方法を比較すると無作為でない ($v > \alpha$) 呼量と無作為な呼量を同時に同一回線束に加えた場合無作為な呼量の方が小さい呼損率でその回線束をあふれるから⁽²⁾ α を $\alpha' : a_2$ の比に比例配分する方法 (第 1 の方法) は b_1 について過小、 b_2 について過大な値を与える傾向にある。一方第 2 の方法の b_2' についてみると、本来 a_2 の呼損率は $(S + n_2)$ 回線束内の n_2 部分の全話中である時間比に (S の部分の占有状態に無関係に) 等しい⁽²⁾ ものであるところを $(S + n_2)$ 全部の全話中となる確率をもって b_2' としているので b_2' は過小に算出され、したがって b_1' は過大に算出される

傾向にある。

6. 計算結果の検討

呼損率の計算にあたっては、迂回路に存在するトラヒック a_2 を 3, 4, 5, 6 erlang としその結果をそれぞれ図 10 (a)(b)(c)(d) に示す。計算にあたっては平均迂回呼量が a_2 の 10 分の 1 ないし同程度となるよう a_1 の値を選んである。

図中 B_1 , B_2 は本計算法による呼損率、 B_2' は a_2' に式 (21) の補正を行なった場合の呼損率、 b_1 , b_2 は第 1 の方法による呼損率、 b_1' , b_2' は第 2 の方法による呼損率、また b_1'' , b_2'' はあふれ呼量を無作為と仮定して計算した呼損率である。

図 11 (a)(b) は以上の図を書きかえて、 a_1 を一定値 30 erlang および 32 erlang として a_2 を変化した場合の呼損率を示したものである。

a_1 の呼損率 B_1 についてみると、いずれの場合も

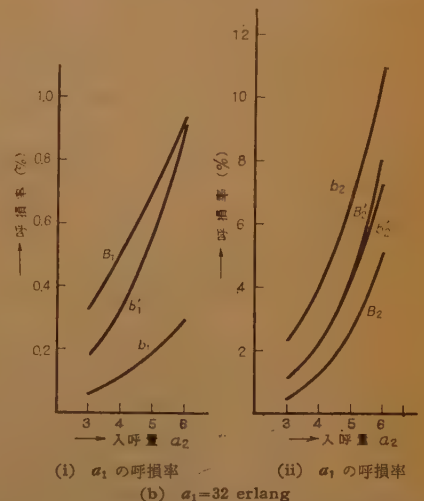
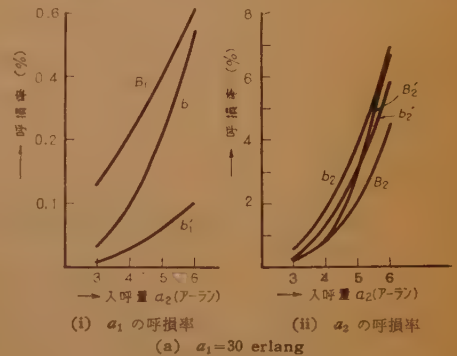


図 11 a_1 を 30, 32 erlang とした場合の呼損率

Fig. 11—The blocking probabilities for $a_1=30, 31$ erlang.

良好な近似が得られている。ただ相対誤差についてみると真の呼損率の値が非常に小さい付近 (10^{-4} 付近) で非常に大きくなっているが (たとえば $a_1=30$, $a_2=3$ のとき $B_1=0.125\%$, $b_1=0.003\%$, $b_1'=0.008\%$) 実用的範囲 ($0.1\% \sim$ 数%) では相対誤差も小さい。

つぎに B_2 についてみると、このままでは b_2 と b_2' の間にあると思われる真値との差が大きく実用にならない。しかし補正された B_2 は b_2' と b_2'' の間に入り、良好な近似を示しているものと思われる。ここで興味のあるのは B_2' が a' を無作為と仮定して計算した結果の a_2 の呼損率 b_2'' とほとんど一致することである。もっと多く計算例をあげるか、理論的根拠を示す必要があるが B_2' の代わりにこれを使用することの可能性も考えられる。

7. 結 言

以上 “No Hole in the Multiple” の仮定を設けて三角形迂回通信網の呼損率の近似式を求め、仮定による誤差の補正につき述べ、図8のごとく Wilkinson 氏の方法の適用できる構成の場合につき数値計算を行なって比較検討し、よい結果の得られていることをた

しかめた。

その他の構成については、これと比較すべき計算法が発表されていないので、実測結果との比較を行なわなければ結果を評価することはできない。しかし図7のごとき場合については系の構成が図8の場合とほぼ同様であって同じ補正方法が可能であるから、ここで述べた計算法を用い得るものと思われる。この系に本計算法を使用すれば、迂回を許されている方の呼損率は安全側、迂回できない方の二つの呼損率は式(22)および式(23)から分かるように無作為でないあふれ呼量に無作為である平均あふれ呼量を用いていることの影響でやや危険側にでるであろうことを付記する。

終りに御助言をいただいた阪本教授はじめ本学高周波談話会諸氏に厚く感謝の意を表する。

文 献

- (1) R.I. Wilkinson: "The interconnection of telephone systems graded multiples", B.S.T.J. 10, 4, Appendix I (Oct. 1931).
- (2) R.I. Wilkinson: "Theories for toll traffic engineering in the U.S.A.", B.S.T.J. 35, 2, (March 1956). (昭和 36 年 4 月 4 日受付)

UDC 621.391.837:621.3.018.78

微分反響形可変波形等化器*

正 員 川 島 将 男

(富士通信機製造株式会社)

要約 従来の“反響形”波形等化器⁽¹⁾⁽²⁾の各反響項間独立性(直変性)ならびに装置雑音を同時に改善するために提案した⁽³⁾⁻⁽⁵⁾“微分反響形”波形等化器について、主としてつぎの諸点を論じた。

(1) 波形等化器実用化の立場から、波形伝送理論⁽⁶⁾⁽¹¹⁾⁻⁽¹³⁾⁽¹⁷⁾にもとづき、反響合成による波形ひずみの等化と近似微分反響による波形等化の意義を明らかにした。

(2) “反響形”にくらべ“微分反響形”は反響項間の独立性(標本点直変性⁽⁹⁾)に優れ、帯域制限矩形試験波形に対して等化調整が容易である。

(3) 反響加算(差動)増幅器出力において、反響微分すなわち傾斜増幅を行なえば、最もシステム利得が高いので装置雑音の大部分を占めるこの増幅器の熱雑音およびハムを、1/2 以下に顕著に改善することができ、設計上可等化範囲を拡大しうる。

(4) 映像増幅器における、負帰還位相角の存在による振幅非直線性よりの“微分位相特性”(DP)発生など、高性能装置実用化上の諸問題点を明らかにした。

(5) 実験により、上記諸理論結果を確かめた。

1. 序 言

広帯域伝送系(特にテレビ伝送系)における予測しがたい複雑な伝送特性のひずみ(偏差)にもとづく複

雑な波形ひずみの精密等化(補償)には、画像に直接関係する波形領域(時間関数)での、適当な信号反響合成による“波形等化”が有効適切である⁽¹⁾⁻⁽⁷⁾。

ここに本論文において、“信号反響合成による波形等化”とは、有限帯域の信号に含まれた波形ひずみをあらわす時間関数を、時間軸上に標本化周期⁽⁸⁾⁽¹²⁾ごとに配列した有限個の(波形および極性適当な)信号

* A Variable Video Waveform Equalizer Using Differentiated Signal Echoes. By MASAO KAWASHIMA, Member (Fuji Communication Apparatus Mfg. Co., Ltd., Kawasaki). [論文番号 3406]

反響の合成すなわち有限項の 1 個多項式に展開し、一般には最小 2 乗の意味において最良近似を行ない、これを逆極性で前記受びずみ信号に加算して波形ひずみを補償等化することを意味するものとする。

この原理にもとづく等化器は“時間軸等化器”（タイムイコライザ）と総称される。

“時間軸等化器”の構成で実用化に適したものは“横軸形”（Transversal Type）で、すでに実用化された等化器^{(1)~(7)(14)~(18)}はすべて“横軸形”である。

従来の“反響形”波形等化器⁽¹⁾⁽²⁾はつぎの問題を持っていた。すなわち、①試験波形として適当な帯域制限矩形波による波形等化に際して、各次数の反響項間の独立性（直交性）が時間軸上の正方向にしかなく、このため波形等化の調整が困難である。②反響合成のための加算増幅器が広帯域平坦特性を要するため装置雑音が高い。③低周波特性補償増幅器を必要とするためこれも装置雑音悪化に寄与しているなどの諸問題である。

これは、H.A. Wheeler 氏⁽¹¹⁾、F. Strecker 氏⁽¹²⁾、染谷氏⁽⁹⁾、E.D. Sunde 氏⁽¹⁷⁾あるいは C.E. Shannon 氏⁽¹³⁾らの貢献によって輝かしい発展を見せた波形伝送理論の検討と利用が、信号反響合成による波形等化器実用化の立場からは不十分であったためであろうと思われる。

これらの原理上の諸問題ならびに装置実用化上の諸問題点について解決を与えて“微分反響形”波形等化器をすでに提案した^{(3)~(7)}のであるが、いままでに発表していなかった諸論点を主として、本論文に述べるのは、要約するとつぎの各項である。

(1) 波形等化器実用化の立場から、波形伝送理論⁽⁹⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾⁽¹³⁾⁽¹⁷⁾にもとづき、信号反響合成による波形ひずみ等化の一般論を述べ、その意義を明らかにした。さらに信号反響そのものを用いる従来の“反響形”に対して、その（近似）微分波形を用いる“微分反響形”の波形等化原理を明らかにした。

(2) “等化基準線”⁽⁴⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾が認めやすいので、波形等化の試験波形として適当な“帯域制限矩形波”^{*}に関して、“微分反響形”は、時間軸上正負両方向に反響相互間の独立性（標本点直交性⁽⁹⁾）を有し、等化調整が一方向にしか直交性を持たず、等化基準線を見誤

りやすい“反響形”にくらべて容易である。

また一般に“微分反響形”のほうが項の収れんが速く、調整を要する項の数も少なくてすみ（例外的な波形ひずみを除いて）ことを明らかにした。

(3) 反響加算のための差動増幅器出力において、反響の微分すなわち低周波で利得の低下する傾斜特性を与えれば、低レベルの反響入力を増幅するためにシステム利得が最も高く、装置雑音の大部分を支配するこの反響加算増幅器の熱雑音（真空管雑音）および電源ハムを、同程度の可等化範囲をもつ“反響形”にくらべ 1/2 以下に顕著に改善することができる。したがってひいては設計可能な等化範囲（波形振幅）を拡大することも可能となる。

(4) “微分反響形”では低周波特性補償用（差動）増幅器⁽⁷⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾が不要で、この点からも上記熱雑音およびハムが顕著に改善される。

(5) “反響形”についても、従来用いられていなかった 0 次項の反響を利用すれば低周波補償用増幅器が除けて、雑音が改善される。

(6) 損失補償を行なって等化器入出力間の損失を 0 とするために用いる“主映像増幅器”に関して、負帰還によって安定化を図るに際して、負帰還の位相角の存在により、振幅非直線性から“微分位相特性”（いわゆる DP）が発生するので注意を要することなど、カラーテレビ伝送をも考慮した高性能装置実用化上の諸問題点にも触れた。

(7) 実験結果を示して、上記理論的諸結果を確かめ、十分実用できる装置が得られたことを示した。

なお、“時間軸等化”あるいは調波的等化器の必要性⁽⁶⁾⁽⁷⁾、周波数領域における等化の問題⁽⁹⁾⁽⁷⁾（波形等化と双対の関係にある）、および等化調整の実際⁽⁶⁾⁽⁷⁾など上記各項以内の諸問題について諸文献（末尾）を参照されたい。

2. 理 論

2.1 構 成

実用化した“微分反響形”波形等化器の構成は、図 1 に示すごときものである。

信号反響の取り出しには横軸形構成すなわち、標本化時間間隔 $\tau \leq 1/2 f_0 / f_0$ （所要等化伝送帯域）ごとにタップを設けた遅延回路網を用いている。

広帯域高精度遅延線路（回路網）は不平衡形でないことと実現困難なので、各タップに設けた可転極の反響調整器において変換を行ない、その出力は平衡形の母線

* 等化すべき伝送帯域にスペクトラムを制限した単位階段波形が適当であるが、実用上は（繰返ししが等化できる最低周期にくらべて十分おそい）帯域制限矩形波を用いるほうが便利であるので、すでに用いたごとくこのいみで“帯域制限矩形波”と呼ぶことにする。

で結合される⁽¹⁾，その後の回路も同様なみでアースに対し不平衡形のほうが実現しやすいので，反響加算増幅器は差動形を用いて平衡—不平衡の変換を行なう。この加算増幅器出力において低周波で利得が低下する負荷回路網を使用して，合成された信号反響の近似微分すなわち所要レベルまでの傾斜増幅を行なう。

この合成された微分反響を主信号タップよりの受信信号に結合して波形ひずみの等化(補償)を行ない，入力と同じレベルまで主映像増幅器で増幅して線路に送り出すようになっている。

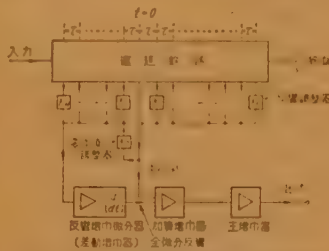


図1 微分反響形波形等化器構成図
Fig. 1—Block diagram of the waveform corrector using differentiated signal echoes.

2.2 反響合成による波形ひずみの等化

伝送特性の偏差としての周波数軸上のひずみ(伝送ひずみ)と，原波形からのくずれとしての時間軸上の波形ひずみとは，たがいに対応した関係をもった等価なものである。“対反響”(Paired Echoes)にもとづくこの関係の記述および“伝ばん時間スペクトラム”ならびに“反響スペクトラム”による基本的な説明は，すでに文献(11),(12),(8),(17)および(6),(7),(16)にそれぞれ波形伝送理論ならびに時間軸等化の基礎理論として論述されているので，その詳細は省略し，波形等化器実用化の理論的裏付けの意味でありまゝとめて論じられていない問題に重点をおいて述べることにする。

2.2.1 波形ひずみの多項式展開近似 無ひずみの原波形(試験波形)を $S_1(t)$ とし，伝送路をとってひずみをうけた着信入力波形を $S_2(t)$ とすると，波形ひずみは平均の伝ばん時間を除外して，

$$D(t) = S_2(t) - S_1(t) \quad (1)$$

とあらわせる。

この時間 t の原点は，波形等化器における図1に示した遅延線路上の主信号タップの時間位置に取っておくのが以下の説明上便利である。したがって，今後原点をこのように取って正負の時間を物理的に意味づける。

また負の周波数をも周波数領域と時間領域におけるフーリエ変換の双対性⁽⁹⁾を明りょうにするいみで定義使用する。

さて，ある伝送系の出力波形 $\phi_{out}(t)$ は，その入力波形 $\phi_{in}(t)$ と，その伝ばん時間スペクトラム $\phi_{tr}(t)$ によって，

$$\phi_{out}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{tr}(t_1) \cdot \phi_{in}(t-t_1) dt_1 \quad (2)$$

とあらわせる。ここに伝送特性を $\phi_{tr}(f)$ とするととき，

$$\phi_{tr}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{tr}(f) \cdot e^{j2\pi ft} df \quad (3)$$

$$\phi_{tr}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{tr}(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (4)$$

となる⁽⁹⁾⁽¹²⁾。

系の伝送特性 $\phi_{tr}(f)$ が考えている周波数帯域にわたり連続であれば(微係数が不連続であっても)，Weierstrass の定理(たとえば数学辞典，岩波書店，1954年)によってつぎの多項式に一価級数展開できる。すなわち，

$$\phi_{tr}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k \cdot e^{-j2\pi f t_k} \quad (5)$$

したがって入力波形の周波数スペクトラムを $\phi_{in}(f)$ とすれば，

$$\phi_{out}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{in}(f) \cdot e^{j2\pi f(t-t_k)} df, \quad (6)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k \cdot \phi_{in}(t-t_k). \quad (7)$$

物理的には係数 C_k を適当にえらべば，任意の入力波形 $\phi_{in}(t)$ の重ね合せによって，ある波形 $\phi_{out}(t)$ が合成できる⁽¹⁾。あるいはまた連続な伝ばん時間スペクトラムが，伝ばん時間 t_k ごとに振幅 C_k を持った不連続な線スペクトラムとして展開できることを示す⁽⁸⁾。

すなわち，波形ひずみ $\dot{D}(t)$ は，任意の(伝送特性 $\phi_d(f)$ を与えて作った)反響波形 $\dot{E}(t)$ の合成によって，

$$\dot{D}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \phi_d(f) \cdot e^{j2\pi f(t-t_k)} df, \quad (8)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k \cdot \dot{E}(t-t_k). \quad (9)$$

とあらわれ，したがって波形等化を行ないうる。

ここに重要なことは，等化の難易を決定する条件として，反響波形 $\dot{E}(t)$ の選びかたが，係数 C_k の k とともに収れんする速さがことなる。したがって C_k の収れんの速い，またできるだけ t_k における選点直交性のよい(正負両方向に項間独立性のある)反響波形を $\dot{E}(t)$ として用いるべきであるといえよう，この検

討によって、波形等化が容易な等化方式が得られる。

また用いるべき試験波形も、波形ひずみ $D(t)$ の見わけやすい（実際には $D(t)$ をも含んだ信号波形中でひずみが見わけやすい）ものを選ぶべきことが容易に推測される。

2.2.2 帯域の制限 前節には周波数帯域および時間帯域ともに制限しない場合（伝ばん時間スペクトラムで取り扱う場合）について論じたが、実際の信号伝送には必要十分な帯域のエネルギー成分のみ伝送すればよく、不必要なエネルギーの伝送は、必要以上の広帯域受信による S/N 低下や、特に波形等化の際に帯域外しゃ断特性（ここでは伝送規格もなく、一般に特性が不確定である）のいかんによって、波形に帯域外成分による見かけ上の不確定の波形ひずみを生じ、あたかも帯域内の等化と対応しないような結果となり、誤った波形等化を遂行してしまうおそれがあるなどの不都合を生ずる⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

したがって波形等化には、前節の諸条件のほかに、試験波形を所要等化帯域内でのみ有効スペクトラム成分を有するように帯域制限しなければならぬ。実用上は十分（たとえば等化帯域の約2倍程度）に成分の広がっている原試験波形を、 \cos^2 回路網⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽¹⁷⁾（トムソンろ波器⁽¹⁸⁾と呼ばれるものを用いることが多い）によって帯域制限して、理想ろ波器による帯域制限波形にかわるものとして帯域制限試験波形を得る。

帯域を制限された信号は無限大周波数成分を含まず不連続点を持たない。したがってその波形ひずみ分も不連続点をもたない。

波形等化器で等化できる波形ひずみは当然のことながら、

(1) 連続であること。

(2) 絶対値を $t \rightarrow \infty$ まで積分しても有限の値 (M_t) をこえない、すなわち

$$\int_{-\infty}^{\infty} |D(t)| dt \leq M_t \quad (10)$$

であること、いいかえれば、周波数帯域、時間帯域ともに有限のものでなければならないことはいうまでもないが、この場合に前節式 (8), (9) から帯域制限されたひずみスペクトラム $\bar{\phi}_d(f)$ によって、帯域を制限された（実際の）波形ひずみ $\dot{D}_{f_0}(t)$ はつぎのごとくあらわされる。

$$\dot{D}(t) = \dot{D}_{f_0}(t) = \sum_{k=-M}^M C_k \cdot \int_{-f_0}^{f_0} \bar{\phi}_d(f) \cdot e^{j2\pi f(t-t_k)} df \quad (11)$$

あるいは

$$\sum_{k=-M}^M C_k \cdot \dot{E}(t-t_k) \quad (12)$$

ここに時間帯域は、便宜上対称に $-t_M < t < t_M$ にとったが、非対称にとってもなんら差つかえない。

2.2.3 “微分反響形” および “反響形” 波形等化方式 波形等化は序言にものべたごとく、一般に与えられた波形ひずみ $\dot{D}(t)$ を、周波数帯域が有限 ($-f_0 < f < f_0$) にスペクトラムを制限された時間関数 $\dot{D}_{f_0}(t)$ によって、最小2乗の意味で最良近似することである。

このような最良近似の帯域制限関数 $\dot{D}_{f_0}(t)$ があるとすれば、そのフーリエ変換すなわち周波数スペクトラム $\bar{\phi}_d(f)$ は $\bar{D}(t)$ の変換 $\phi_d(f)$ とこの帯域において一致する。この最良の近似は、($-f_0 < f < f_0$) においてのみ保証されているから、この意味でも試験波形は帯域制限されていなければならぬ。

つぎに波形等化を遂行すれば、必ず周波数特性（伝送特性）の等化が同時に達成できることを示しておく。波形等化の最小2乗誤差積分を J とすると、

$$0 \leq J = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{D}(t) - \dot{D}_{f_0}(t)|^2 dt \quad (13)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{D}(t)|^2 dt - \int_{-f_0}^{f_0} |\phi_d(f)|^2 df + \int_{-f_0}^{f_0} |\phi_d(f) - \dot{\phi}_d(f)|^2 df \quad (14)$$

となる。したがって

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{D}(t)|^2 dt \geq \int_{-f_0}^{f_0} |\phi_d(f)|^2 df \quad (15)^{(6)}$$

すなわち時間関数が収れんするときには、そのスペクトラムも必ず収れんするといえる。

さらにつけ加えれば、現存する振幅ならびに群遅延ひずみの掃引形直視装置（伝送特性直視測定器）によって、その直視できるたとえば 300 kc/s から 5 Mc/s の周波数範囲の等化を、十分に遂行した場合でも、300 kc/s 以下にひずみが残る正しくない等化状態にあれば、波形ひずみの等化は行なえていないという結果にときどき出会うことから、式 (15) の（逆の意味で）式 (15) の実際の意義が了解されよう。すなわち、このような観点から、波形領域における等化のほうが、周波数領域（特に全領域を直視できない場合）における等化の遂行にくらべ、誤りを犯すおそれが少ないといえる。

さて、帯域制限矩形試験波形を用いた場合に、“微

分反響形”および“反響形”波形等化原理(方式)は、式(12)からつぎのごとく表わされる⁽⁹⁾⁽¹¹⁾。

(A) 微分反響形：各項は単位インパルス形，すなわち標本化関数形となって(実用上はもちろん近似的に)，

$$\dot{D}_{f_g}(t) = \sum_{k=-M}^M D_{f_g}(k\tau) \cdot s_i(t-k\tau), \quad (16)$$

$$\text{ここに, } s_i(t) \equiv \frac{\sin \frac{\pi}{\tau} t}{\frac{\pi}{\tau} t}, \quad (17)$$

$\{s_i(t-k\tau)\}$ = 標本化関数系，

であって標本点直交性を有し，

$$\left. \begin{aligned} t=m\tau \quad \text{において,} \\ m=k, \quad \text{ならば, } 1 \\ m \neq k, \quad \text{ならば, } 0 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

式(16)はそのまま標本化定理をあらわしているものである。(周波数領域での表示は⁽⁹⁾⁽¹¹⁾省略する)。

一方，従来の反響形の場合にはつぎようになる。

(B) 反響形：各項は入力波形そのもので(近似的に)。

$$\dot{D}_{f_g}(t) = \sum_{k=-M}^M \dot{C}_k \cdot \dot{E}(t-k\tau), \quad (19)$$

$$= \sum_{k=-M}^M \dot{C}_k \cdot S_s(t-k\tau) \quad (20)$$

ここに \dot{C}_k はひずみをおこす伝送特性のフーリエ展開の係数で，この伝送特性を $\dot{\phi}_d(f)$ とすれば，前掲のごとく，

$$\dot{\phi}_d(f) = \sum_{k=-M}^M \dot{C}_k \cdot e^{-j2\pi f k \tau}, \quad (21)$$

$$\dot{C}_k = \frac{1}{2M\tau} \int_{-M\tau}^{M\tau} \dot{D}_{f_g}(t) \cdot e^{-j2\pi k t / M\tau} dt, \quad (22)$$

また， $\omega = 2\pi f$ ， $\omega_0 = 2\pi f_0$ とし，

$$S_s(t) = \frac{1}{2} \int_0^{\omega_0} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega, \quad (23)$$

である。

2.2.4 収れん性の比較 微分反響形と反響形の両方式の，各項の所要調整量をしめす係数，それぞれ $\dot{D}_{f_g}(k\tau)$ と \dot{C}_k の k (次数) に関する収れんの速さを比較してみる。

微係数の不連続点を含まない $\dot{D}_{f_g}(t)$ に関して，

$$|\dot{D}_{f_g}(k\tau)| < O\left[\frac{1}{k^2}\right], \quad (24)$$

である⁽⁹⁾。一方式(22)より，

$$|\dot{C}_k| < O\left[\sum_{k=-M}^M \frac{1}{k^2}\right]. \quad (25)$$

ここに M はすでに用いた正の整数， O は収れんの位数。

したがって特殊な場合を除いて，一般に前者すなわち“微分反響形”のほうが，後者すなわち“反響形”にくらべて項の収れんが速く，実際には調整を要する項が遠くまで及ばないですむ。

2.3 項間直交性と装置雑音の改善

式(18)によってあらわされたように，“微分反響形”では各反響が隣りの項，あるいはさらに離れた諸項に対して標本点(選点)直交性⁽⁹⁾を有することによって，項間独立性あるいは直交性が改善されている。

したがって実用上等化のための調整が容易になる。

さて帯域制限矩形試験波を用いて，微分反響すなわち近似標本化関数列，あるいは帯域制限単位パルス列を発生させる操作は，高周波部(実例では約 4 Mc/s)から低周波部にわたって，利得が低下する傾斜利得特性によって得ることができるが，これを装置の内でも低レベル信号を増幅するために，装置雑音の大部分といってよいぐらゐの雑音発生原因になっている反響加算(差動)増幅器の出力側(負荷)で行なえば，当然雑音が改善される⁽⁹⁾⁽¹¹⁾。

いま，この利得あるいは負荷インピーダンス周波数特性を，簡単な回路で近似実現しうる一次の最大平坦特性のしゃ断域で近似したとすると，この“重み”をつけた入力換算雑音 N_{Bw_1} は，平坦増幅の場合の入力換算雑音 N_B にくらべて，

$$N_{Bw_1} = \frac{N_B}{B} \int_0^B \frac{df}{\sqrt{1+(f_0/f)^2}}, \quad (26)$$

に軽減される。ここに B は帯域幅 (c/s)， f_0 は利得 3 dB 低下の周波数 (c/s)。

いま， $B=4$ Mc/s， $f_0=3$ Mc/s とすると，

$$N_{Bw_1} \approx 0.495 N_B \approx N_B/2, \quad (27)$$

となって，真空管熱雑音が，この簡単な特性によっても 1/2 以下に軽減されることが明らかである。

差動増幅器に関して， $B=4$ Mc/s とし， 27°C で

$$N_B(\text{dB}) = N_{BD}(\text{dB}) = 10 \log_{10} kTB \times 10^3 + F + 6, \quad (28)$$

$$= -86.5(\text{dBm}) = 2.25(\text{pW}), \quad (29)$$

($k=1.38 \times 10^{-23}$ Joule/ $^\circ\text{K}$ ， $T=(273^\circ + ^\circ\text{C})$ ， F =真空管，入力回路，電源インピーダンスでさまる雑音指数 dB) といった程度である。

なお，式(28)の 6 dB は，差動増幅器においては，

電源インピーダンスの熱雑音は電圧的に加算されるので、これを F に含めないで外に出して明示した。

3. 実用化上の問題点

すでにとりあげた項間の直交性と差動形反響増幅器の雑音の問題のほかにも、つぎの各項がある。

(1) 等化装置の入出力インピーダンスを所定値(たとえば 75Ω) に十分良く整合させる。

(2) 遅延線路内部の区間接続点における整合を十分良好ならしめなければならぬ。

(3) 遅延線路自身の伝送ひずみを極力少なくする。

(4) 反響調整器の挿入損失をできるだけ少なくする。また遅延線路にタップとして取り付けたとき、遅延線路の伝送特性に影響を全可変範囲にわたりほとんど与えない構成とする⁽¹⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁶⁾。

(5) “微分反響形” および “反響形” いずれについても、式 (16) および (20) から明らかなように、 $k=0$ の0次項を含むので、当然実用化上はこの項を用いなければならぬ。この点従来⁽¹⁾⁽²⁾の反響形で0次項を用いず、そのために低周波補償の反響増幅器⁽¹⁾⁽²⁾を用いて装置雑音悪化に悩まされていたのはむしろ不思議だと考える⁽⁷⁾。

(6) 波形立上がり付近の等化性能を改善するために、主信号タップと前後の第1項の間隔(遅延時間差)を π より狭く、たとえば $\pi/2$ にとることができる。また前後の間隔は不等でもよい⁽⁷⁾。

(7) 特に NTSC 方式カラーテレビ伝送を考慮した場合に問題となる微分振幅 (“DG” $\equiv dA/A$) ならびに微分位相 (“DP” $\equiv d\phi/A$) 特性については、等化器出力の主映像増幅器に関して、かなり高出力(非対称で急変のある約 $1.4V_{p.p}$ 程度)の映像信号を扱うので、つぎの問題がある。すなわち増幅器のひずみ率(直線性)、雑音、利得安定度の向上のためにループ負帰還をかけて設計すると、帰還位相推移の存在のために、無帰還時(もちろんひずみ率あるいは “DG” はよくない)には存在しなかった “DP” を発生することである。

しばしば用いられる H.E. Bode 氏の利得余裕約 10 dB、位相余裕約 30° の程度の、3 段帰還増幅器の平坦形帯域内帰還量 ($\dot{\mu}\dot{\beta}$) の理想設計*の近似を行なった場合を例にとる。この場合平坦帰還帯域の上限を 6 Mc/s 程度にとると、約 3.58 Mc/s のカラーサブ

キャリア点付近で帰還量の位相角 ($\angle\dot{\mu}\dot{\beta}$) は、約 90° 程度となる。

一般的な式の誘導(社内資料、36年3月)は省略して、上の例について ($\angle\dot{\mu}\dot{\beta} \approx 90^\circ$) 結果をあげると、 $|\dot{\mu}\dot{\beta}| \gg 1$ として、

$$DG \equiv \frac{dA}{A} \approx \frac{1}{|\dot{\mu}\dot{\beta}|^2} \cdot \frac{dA_0}{A_0} \approx \frac{4}{|\dot{\mu}\dot{\beta}|^2} \cdot K_{f_{20}} \quad (30)$$

$$DP \equiv \frac{d\phi}{A} \approx \frac{1}{|\dot{\mu}\dot{\beta}|} \cdot \frac{dA_0}{A_0} \approx \frac{4}{|\dot{\mu}\dot{\beta}|} \cdot K_{f_{20}} [\text{rad}]. \quad (31)$$

とあらわされる。すなわち、 dA_0/A_0 = 無帰還時微分振幅特性、の存在により DP が発生するのである。なお、 $K_{f_{20}}$ は二次の無帰還時ひずみ率であり、上の関係から特殊な測定器がなくても DG, DP が推定できる。

4. 実験結果

前記した、また文献 (3)(5)(6)(7) に述べた理論、ならびに実用化上の諸問題について考慮をはらって設計実用化した 4.3 Mc/s テレビ用 “微分反響形” 可変波形等化装置の一例を図2に示す(左方は安定化電源部)。

この装置は 75Ω 線路、映像レベル $1.4V_{p.p}$ 点に、平均利得 0 dB で挿入使用するものである。項間隔は $87\mu\text{s}$ (可等化帯域約 5.7 Mc/s)、進み 16 項 (約 $1.4\mu\text{s}$)、遅れ 32 項 (約 $2.8\mu\text{s}$) の範囲の振幅 $\pm 30\%$ 以上の波形等化が可能である。

この装置について以下実験結果を示し理論を裏付ける。実際の等化調整法および直交性改善による波形等化の容易化などに関しては大部分省略して、等化結果を示すに止める。詳細は既発表の文献⁽⁶⁾⁻⁽⁷⁾にあげた。

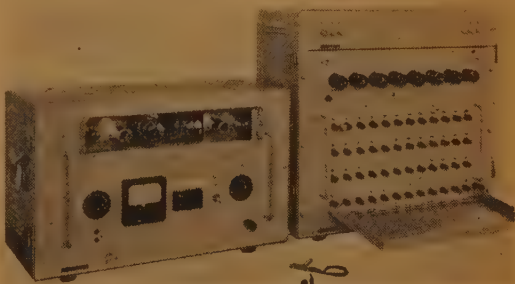
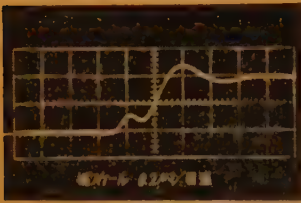


図2 微分反響形波形等化装置

Fig. 2-Outer view of the waveform corrector set.

* H.W. Bode : Network Analysis and Feedback Amplifier Design, (Book), 1945, D. Van Nostrand.



(a) 受ける波形



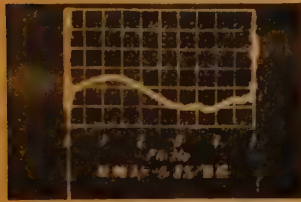
(e) 微分反響 調整範囲
-12 dB ~ Max ~ 24 dB ~ Max



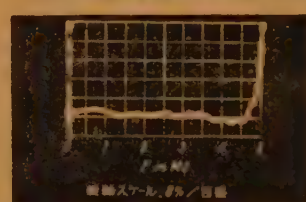
(b) 4.3 Mc 帯域制限矩形試験波



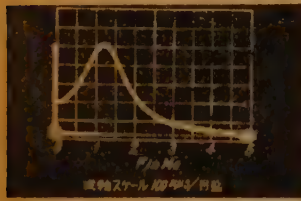
(f) 等化後 波形



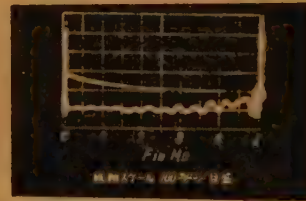
(c) 与えられた振幅偏差 (ひずみ)



(g) 等化後 振幅偏差



(d) 与えられた群遅延偏差 (ひずみ)



(h) 等化後 群遅延偏差

図3 等化機能説明図

Fig. 3—Illustration of the functions of the waveform corrector.

4.1 等化機能

表1 微分反響形と反響形の雑音比較

	微分反響形	改良反響形	従来の反響形
熱雑音	無評価	-55 dBm	(4 Mc Band) -45 dBm
	評価	-64 dBm	-55 dBm
	画像1 V点で $S/N(\frac{P_p}{P_{r.m.s}})$ (11.1 dB換算)	75.2 dB	71.2 dB
ハム雑音	A.C 加熱 画像1 V点で $S/N(\frac{P_p}{P_{r.m.s}})$	-60 dBm	-55 dBm
		62.2 dB	57.2 dB
	D.C 加熱 (測定せず)		51 dBm
	$S/N(\frac{P_p}{P_{r.m.s}})$		53 dB

(D.C 加熱電源 6.3 V r.m.s, 0.14 Volt A.C リップル含有)

本例では全等化時間帯域で、 $\pm 30\%$ 以上の波形可等化機能を有する(図3(e))。

図3(c)(d)に、それぞれ振幅偏差(最大点 $12\% \approx 1$ dB)および群遅延偏差(最大点で $500 \mu s$)を示すとき伝送ひずみによって、(b)の帯域制限矩形試験波形に対して、ひずみをうけた波形(a)が与えられている。

これを(e)に示す $\sin x/x$ 形の微分反響波形の合成により補償して、波形ひずみ 2% 以内程度に等化した結果を同図(f)に示す。

また波形等化の結果改善された伝送特性を(g)(h)に示した。4.3 Mc/s まで振幅偏差 $12\% \approx 1$ dB が約 ± 0.25 dB 以内に、群遅延偏差 $500 \mu s$ が約 $\pm 40 \mu s$ 以内に等化改善されたことがわかる。

与えたひずみはかなり大きいので、この良好な等化結果から本例の装置は、十分実用に供されるところと考える。

4.2 装置雑音

装置雑音は、すでに述べたごとく、つぎの2点の改良によって、顕著に改善された。すなわち、微分反響を得るための反響加算差動増幅器の傾斜利得特性(出力側整形)と、0次項を使用して低周波補償用差動増幅器⁽¹⁾を使用していないので、理論どおり表1に示すごとく改善された。

表1には改良反響形(文献⁽¹⁾)の低周波補償用増幅器を除き、0次項を使用したもの)をも比較のために併記した。(可等化範囲など同等として比較測定した)。

表の実測値から、従来の反響形にくらべ、熱雑音で10 dB、ハム雑音でさらに20 dB程度の改善が行なわれたことが認められ、理論上の改善が実施された。

5. 結 言

広帯域波形伝送方式の発達とともに、その実用的価値を認められて来た、時間領域における反響合成による波形等化器実用化の基礎理論を述べ、すでに提案した“微分反響形”可変波形等化器⁽¹⁾⁻⁽⁷⁾の等化機能ならびに装置雑音の改善に関して、理論的根拠を示し実験結果によりこれを裏付けた。主要事項はつぎのとおり

(1) 帯域制限された信号の波形ひずみは、有限項

の任意波形の反響の合成により等化できる。

(2) この際当然0次項を用いるべきである。

(3) (1) より、できるだけ項間直交性および級数として収れん性のよい反響系列を用いるほうがよい。帯域制限単位パルス ($\sin x/x$ の形) は標本点直交性を有し適当な反響波形である。

(4) 試験波形として帯域制限矩形波が適当である。理由は等化基準線が認めやすい⁽⁶⁾⁽⁷⁾、反響加算差動増幅器出力側で傾斜利得特性を与えることにより近似微分すると、前記の帯域制限単位パルスに近似した“微分反響”が得られ、また同時に装置雑音の大部分を占めるこの増幅器の雑音を顕著に ($1/2$ 以下に) 改善できるからである。

(5) (2) の0次項使用、あるいは微分反響形とすることによって、従来使用されていた低周波特性補償用差動増幅器は不要となり、装置雑音がさらに改善される。

(6) (4), (5) の雑音改善は可等化範囲の拡大を設計上可能とする。また、回線中継可能距離を増加しうる。

(7) 実用化装置例では、たとえば振幅ひずみ 1 dB、群遅延ひずみ 500 μs を、4.3 Mc/s までそれぞれ ± 0.25 dB 以内、 $\pm 40 \mu\text{s}$ 以内に等化しえて、実用上十分な等化機能を示した。

また実測例では理論値よりやや良い、熱雑音約 10 dB、ハム雑音約 20 dB 程度 (A-C 加熱) の改善が得られた。

(8) 出力映像増幅器に帰還形を用いるとき、振幅直線性 (“DG” あるいはひずみ率) は改善されるが、微分位相 “DP” 特性を、ほぼ $1/|\dot{\mu}| \cdot dA_0/A_0$ の形で発生するので注意を要する。

などである。

最後に御指導賜わった電電公社技師長室ならびに通信伝送課関係各位および社内関係上司ならびに御協力いただいた課内の諸氏に深く感謝申し上げる。

文 献

- (1) J.M. Linke: “A variable time equalizer for video frequency waveform correction”, P.I.E. E., Pt. III, A, Radio Section 99, p 427, (1952).
- (2) H. Keil: “Filter und Laufzeitentzerrung für die Fernschübertragung auf Kabeln”, N.T.Z. 10, p 469, (1956).
- (3) 遠藤興一, 川島将男: “時間軸等化器”, 特願昭 34-5184, 1959 年 2 月 18 日出願。
- (4) 遠藤興一, 川島将男, 日下田九十九: “試作 6 Mc VSB 映像端局装置の総合特性について”, 昭 34 連大論文集, 1129.
- (5) 遠藤興一, 川島将男, 奥村 功: “映像信号用波形等化器”, 昭 34 信学全大論文集, 426,
- (6) 遠藤興一, 川島将男, 奥村 功: “微分反響形可変波形等化器”, Fuji, 10, 5, p 449, (1959).
- (7) 遠藤興一, 川島将男, 奥村 功: “微分反響形可変波形等化器”, 信学会回路網理論研専委資, (昭 35-06).
- (8) 染谷 勲: “波形伝送”, (Book), (昭 24-10), 修教社。
- (9) 柴垣和三雄: “実用解析”, (Book), (昭 23), 河出。
- (10) 岡田良知: “級数概論”, (Book), 岩波全書 161, (昭 27-06), 岩波。
- (11) H.A. Wheeler: “The interpretation of amplitude and phase distortion in terms of paired echoes”, I.R.E., 27, 6, p 359, (June 1939).
- (12) F. Strecker: “Beeinflussung der Kurvenform von Vorgängen durch Dämpfungs- und Phasenver-zerrung”, E.N.T. 17, s 93, (Mai 1940).
- (13) C.E. Shannon: “Communication in the presence of noise”, I.R.E., 37, 1, p 10, (Jan. 1949).
- (14) R.W. Ketchledge, T.R. Finch: “The L_2 coaxial system equalization and regulation”, B.S.T.J. 32, 4, p 833, (July 1953).
- (15) B.C. Bellows, R.S. Graham: “Experimental transversal equalizer for TD-2 radio relay systems”, B.S.T.J. 34, 6, p 1429, (Nov. 1957).
- (16) R.V. Sperry, D. Surenian: “A transversal equalizer for T.V. circuits”, B.S.T.J. 39, 2, p 405, (March 1960).
- (17) E.D. Sunde: “Theoretical fundamentals of pulse transmission”, Pt. I, II, B.S.T.J. 33, 3~4, p 721 and p 987, (May, July 1954).
- (18) W.E. Thomson: “Networks with maximally-flat delay”, Wireless Engng., 29, 10, p 256, (Oct. 1952). (昭和 36 年 5 月 1 日受付)

横形電子ビームパラメトリック増幅器の一般解析*

正員 蛸崎賢治 大友元春

(東京芝浦電気株式会社中央研究所)

要約 横形電子ビームパラメトリック増幅器の一般的解析を行ない、見かけ上のポンプ角周波数 ω_p' がサイクロトロン角周波数 ω_c の2倍に等しいときには、微分方程式の解が指数関数的となり、一般に異種エネルギー波の結合により、特別の場合には同種エネルギー波の結合により増幅作用を生じること示している。この場合ポンプの実際の角周波数は零から無限大まで可能で、電子速度とポンプ波位相速度の大小関係により、ポンプ波の左右いずれかの回転成分が増幅に関与するか決まる。Adler 形(定在波形)あるいは Gordon 形(直流ポンプ形)は、一般解に初期条件を挿入することによって導き出される。また $\omega_p' = \omega_c$ のときは、微分方程式の解が振動的となり、一般に同種エネルギー波間で交換が行なわれ、特別の場合に異種エネルギー波間で交換が行なわれる。この応用として、遅波雑音を速波雑音に交換すること、あるいは遅波雑音を冷却することができることを証明している。

なお各種の場合のビームパターンと電子軌道の追跡を行ない、物理的意味の解明に役立てている。

1. 序 言

横形電子ビームパラメトリック増幅器としては、Adler などの定在波形⁽¹⁾を始め、最近では Gordon の直流ポンプ形⁽²⁾などが発表されており、またミュンヘンの国際会議では雑音交換器が報告されている⁽³⁾。

本論文は図1に示すような双曲線電極に $\exp\{j(\omega_p t - \beta_p z)\}$ なる変化をするポンプ波を加えた場合の横形電子ビームパラメトリック増幅器の一般的解析を行ない、この結果に種々の初期条件を挿入することによって、Adler 管、Gordon 管を始め、雑音エネルギー変換器をも導き出している。もちろん電極の形は各場合に応じて変わってくる。

要約すると、まず電子から見た見かけ上のポンプ角周波数 ω_p' は、光速にくらべて電子の速度が十分小さい場合は、つぎのように表わされる。

$$\omega_p' = \omega_p \left(1 - \frac{v_0}{v_p} \right)$$

ここで v_0 は電子平均速度、 v_p はポンプ波の位相速度である。この式は物理的にはドプラ効果を示し、電子から見たポンプ角周波数(以下見かけ上のポンプ

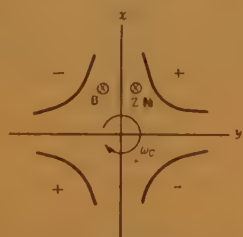


図1 双曲線電極
Fig. 1—Hyperbolic electrodes.

角周波数とよぶ)が実際のポンプ周波数と異なることを意味している。この ω_p' がサイクロトロン角周波数 ω_c の2倍のとき ($\omega_p' = 2\omega_c$)、増幅作用を生ずる。一般に信号の遅いサイクロトロン波(エネルギー負、以下遅波と呼ぶ)は上下側帯波の速いサイクロトロン波(エネルギー正、以下速波と呼ぶ)と結合し、信号の速波は上下側帯波の遅波と結合し、増幅は異種エネルギー波の結合によって行なわれる。これをここでは Normal case と呼ぶことにする。信号角周波数 ω が $|\omega_p|$ より小さいときには遅波は下側帯波の遅波と、速波は下側帯波の速波と結合し、増幅は同種エネルギー波の結合によって行なわれる。これを Special case と呼ぶことにする。雑音低減の観点からは Special case が対象となる。

またポンプ波角周波数 ω_p とその位相速度 v_p との間には図2(a)に示す関係があるから、電子平均速度とポンプ波の位相速度の相対関係からつぎの4領域に分類することができる。

- (i) $1 < v_p/v_0 < \infty$, $\omega_p = 2\omega_c$
- (ii) $0 \leq v_p/v_0 < 1$, $\omega_p \leq 0$
- (iii) $-1 \leq v_p/v_0 < 0$, $\omega_c \geq \omega_p > 0$
- (iv) $-\infty \leq v_p/v_0 < -1$, $2\omega_c \leq \omega_p > \omega_c$

(i) はポンプ波が前進波で位相速度が電子平均速度 v_0 より大きい場合で、 $v_p = \infty$ のときは定在波となりこのとき $\omega_p = 2\omega_c$ したがって $\omega < \omega_p$ でエネルギー結合は Special case に属する。これが Adler 管である。
(ii) はポンプ波が前進波で位相速度が電子平均速度より小さい場合で、このとき $\omega_p < 0$ ということは、増幅に関与するポンプ波の回転成分が $\omega_p > 0$ の場合と逆になると考えられる。(2.1, 2.2 および付録参照)。

* Analysis of Transverse Type Electron Beam Parametric Amplifiers. By KENJI KAKIZAKI, Member and MOTOHARU OTOMO (Central Research Laboratory, Tokyo Shibaura Electric Co., Ltd., Kawasaki). [論文番号 3407]

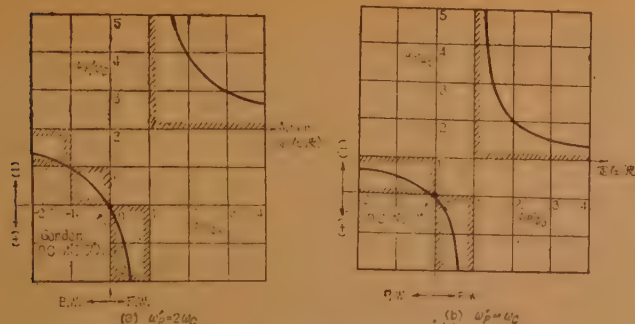


図 2 ポンプ波の角周波数と位相速度との関係
Fig. 2—Relations between pumping frequency and phase velocity.

(iii), (iv) はポンプ波が後進波となり, (iii) で $v_p/v_0 = -1$ のときは $\omega_c = \omega_p$ でも増幅が行なわれる。これは後述の, 見かけ上のポンプ角周波数 $\omega_p' = \omega_c$ で特にポンプが定在波で $\omega_p = \omega_c$ となる場合と区別する必要がある。後者では増幅は行なわれず, エネルギー交換のみが行なわれる。

$\omega_p = 0$ のときは Gordon 管となり, $\omega > \omega_p$ であるからエネルギー結合の種類は Normal case である。

つぎに見かけ上のポンプ角周波数 $\omega_p' = \omega_c$ のときは遅波と速波の他に, 負エネルギーの同期波と正エネルギーの同期波と合計四つの波を生ずる。この場合は増幅は行なわれず, 一般に同種エネルギーのサイクロトロン波と同期波の間で空間的にエネルギー交換が行なわれる。特殊ケースとして $\omega < \omega_p$ のときのみ異種エネルギー波の間でエネルギー交換が行なわれる。エネルギー交換が行なわれるためには, 図 2 (b) に示す関係があり, 増幅の場合と同様に 3 領域に分けて考慮することができる。

特に $v_p = \infty$ の場合はポンプ波は, $\omega_p = \omega_c$ となり, いわば Adler 形のエネルギー変換器となる。一般に同種エネルギー波の変換を生ずるが $\omega < \omega_p$ のときのみ異種エネルギー波の交換が行なわれ, 雑音低減の観点から関心がもたれる。

$\omega_p = 0$ のときは Siegman の指摘した直流ポンプ形変換器⁽³⁾となる。この場合は $\omega > \omega_p = 0$ なので同種エネルギーの交換が行なわれる。

これらの結果を応用すれば遅波に存在する雑音を速波に変換し, 後に雑音を外部回路に取り出すことができるし, またあらかじめ冷却された (すなわち雑音を除去した) 速波を直流ポンプにより正エネルギー同期波に変換し, さらに $\omega_p = \omega_c$ なる高周波ポンプにより冷却された遅波に変換し, 後に遅い波の増幅を行なうこと⁽⁶⁾も可能であることも証明できる。

2. 横形電子ビームパラメトリック増幅器の一般解析

軸方向磁界と並進する電子ビームに高周波の横方向変調を加えると, 電子ビームの変位 x, y は軸方向の距離 z と時間 t の関数でつぎのように与えられる⁽¹⁾。

$$\begin{aligned} x(z, t) &= (k\omega_c)^{-1} e^{j(\omega t - \beta_e z)} \\ &\cdot [A_s e^{-j\beta_c z} - A_f e^{j\beta_c z} - A_{e1} + A_{e2}] \\ y(z, t) &= j(k\omega_c)^{-1} e^{j(\omega t - \beta_e z)} \\ &\cdot [A_s e^{-j\beta_c z} + A_f e^{j\beta_c z} - A_{e1} - A_{e2}] \end{aligned} \quad (1)$$

ここで $k = (\omega I_0 / 2 \eta \omega_c)^{1/2}$, I_0 は直流ビーム電流, $\eta = e/m$ は電子の電荷の絶対値対質量比, ω_c はサイクロトロン角周波数, $\beta_e = \omega/v_0$, $\beta_c = \omega_c/v_0$, v_0 は電子の直流平均速度である。また A_s, A_f, A_{e1}, A_{e2} はそれぞれ遅波, 速波, 正エネルギー同期波, 負エネルギー同期波の振幅を示している。式 (1) は物理的には電子の複雑な一つの運動を四つの波の合成で表示したものと言える。(これらの波の性質については, たとえば文献 (5) がある。)

個々の電子の変位は, $t=t_0$ に $z=0$ を電子が通過したとすると $z=v_0(t-t_0)=v_0(\tau \equiv t-t_0)$ だから式 (1) から, 次式によって与えられる。

$$\begin{aligned} x(t) &= (k\omega_c)^{-1} e^{j\omega t_0} \\ &\cdot [A_s e^{-j\omega_c \tau} - A_f e^{j\omega_c \tau} - A_{e1} + A_{e2}] \\ y(t) &= j(k\omega_c)^{-1} e^{j\omega t_0} \\ &\cdot [A_s e^{-j\omega_c \tau} + A_f e^{j\omega_c \tau} - A_{e1} - A_{e2}] \end{aligned} \quad (1')$$

また 1 個の電子に対する横方向の運動方程式は,

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 x}{dt^2} + \omega_c \frac{dy}{dt} &= \eta \frac{\partial V}{\partial x} \\ \frac{d^2 y}{dt^2} - \omega_c \frac{dx}{dt} &= \eta \frac{\partial V}{\partial y} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

である。

いま図 1 に示すような双曲線形電極に次式のようなポンプ波電圧

$$V = 2Kxy \cos(\omega_p t - \beta_p z) \quad (3)$$

が加えられたとすると (必ずしも双曲線形電極でなくても軸の近傍で式 (3) で与えられるポテンシャルを持つ場合も含む), $z=v_0(t-t_0)=v_0\tau$ であるから,

$$\begin{aligned} \frac{\partial V}{\partial x} &= -E_x \\ &= y \{ K' e^{j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau} + K'^* e^{-j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau} \} \end{aligned}$$

$$\frac{\partial V}{\partial y} = -E_y$$

$$= x \{ K' e^{j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau} + K'^* e^{-j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau} \}$$
(4)

ここで $K' = K e^{j\omega_p t_0}$, $K'^* = K e^{-j\omega_p t_0}$

式(1)' (4)を式(2)に代入して, A_s , A_f , A_{s1} , A_{s2} を z の関数と考えると,

$$A_s' e^{-j\omega_c \tau} + A_f' e^{j\omega_c \tau} + A_{s1}' + A_{s2}'$$

$$= -\frac{\eta}{\omega_c v_0} [A_s e^{-j\omega_c \tau} + A_f e^{j\omega_c \tau} - A_{s1} - A_{s2}]$$

$$\cdot [K' e^{j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau} + K'^* e^{-j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau}]$$

$$A_s' e^{-j\omega_c \tau} - A_f' e^{j\omega_c \tau} + A_{s1}' - A_{s2}'$$

$$= \frac{\eta}{\omega_c v_0} [A_s e^{-j\omega_c \tau} - A_f e^{j\omega_c \tau} - A_{s1} + A_{s2}]$$

$$\cdot [K' e^{j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau} + K'^* e^{-j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau}]$$
(5)

ここで $A_s' \equiv dA_s/dz$ 等々である. A_s などは省略した (ただし $\eta K/\omega_c v_0 \ll \beta_c$ とする.)

式(5)から

$$A_s' e^{-j\omega_c \tau} + A_{s1}' = -\frac{\eta}{\omega_c v_0} [A_f e^{j\omega_c \tau} - A_{s2}]$$

$$\cdot [K' e^{j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau} + K'^* e^{-j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau}]$$

$$A_f' e^{j\omega_c \tau} + A_{s2}' = -\frac{\eta}{\omega_c v_0} [A_s e^{-j\omega_c \tau} - A_{s1}]$$

$$\cdot [K' e^{j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau} + K'^* e^{-j(\omega_p - \beta_p v_0)\tau}]$$
(6)

式(6)がポンプの振動による四つの波の結合を示す一般式である. つぎに種々のポンプ条件の場合の解について考察する.

2.1 見かけ上のポンプ角周波数 $\omega_p' = \omega_p - \beta_p v_0 = 2\omega_c$ のとき (ポンプ波の右回り成分*との結合)

式(6)から

$$\left. \begin{aligned} A_s' &= -\frac{\eta K'^*}{\omega_c v_0} A_f \\ A_f' &= -\frac{\eta K'}{\omega_c v_0} A_s \\ A_{s1}' &= A_{s2}' = 0 \end{aligned} \right\}$$
(7)

式(7)から

$$A_s'' = \kappa^2 A_s, \quad A_f'' = \kappa^2 A_f \quad \text{ここに} \quad \kappa = \frac{\eta K}{\omega_c v_0}$$
(8)

式(8)の解は指数関数的となり $z=0$ で $A_s = A_s(0)$, $A_f = A_f(0)$ とすると

$$A_s(z) = A_s(0) \cosh \kappa z$$

$$-e^{-j\omega_p t_0} A_f(0) \sinh \kappa z$$

$$A_f(z) = A_f(0) \cosh \kappa z$$

$$-e^{j\omega_p t_0} A_s(0) \sinh \kappa z$$
(9)

式(9)を式(1)'に代入し, かつ $z = v_0(t - t_0) = v_0 \tau$ なる関係を利用して個々の電子の変位をビームパラターンの変位に直すと

$$x(z, t) = \frac{1}{k \omega_c} [A_s(0) \cosh \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_c + \beta_c)z)}$$

$$+ A_s(0) \sinh \kappa z e^{j((\omega + \omega_p)t - (\beta_c + \beta_p - \beta_c)z)}$$

$$- A_f(0) \sinh \kappa z e^{j((\omega - \omega_p)t - (\beta_c - \beta_p + \beta_c)z)}$$

$$- A_f(0) \cosh \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_c - \beta_c)z})]$$

$$y(z, t) = j \frac{1}{k \omega_c} [A_s(0) \cosh \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_c + \beta_c)z)}$$

$$- A_s(0) \sinh \kappa z e^{j((\omega + \omega_p)t - (\beta_c + \beta_p - \beta_c)z)}$$

$$- A_f(0) \sinh \kappa z e^{j((\omega - \omega_p)t - (\beta_c - \beta_p + \beta_c)z)}$$

$$+ A_f(0) \cosh \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_c - \beta_c)z})]$$
(10)

ここで $\beta_p = \omega_p/v_0$ また A_{s1} , A_{s2} はなんら変化しないから省略した.

式(10)からわかるように信号角周波数 ω の遅波は上側帯波の速波と結合して増幅され, 同じく ω の速波は $\omega > \omega_p^*$ のときは下側帯波の遅波と結合して増幅される. 特に $\omega < \omega_p$ のときは, 後節のビームパターンからわかるように逆となり, 下側帯波の速波と結合して増幅される. すなわち $\omega > \omega_p$ のときは異種エネルギーが $\omega > \omega_p$ のときは同種エネルギーがそれぞれ結合し増大される.

$\omega_p - \beta_p v_0 = \omega_p(1 - v_p/v_0) = 2\omega_c$ の関係を横軸に v_p/v_0 , 縦軸に ω_p/ω_c を取ると, 図2(a)の $v_p/v_0 > 1$, $v_p/v_0 \leq 0$ の範囲のようになる. $0 \leq v_p/v_0 < 1$ の範囲は 2.2

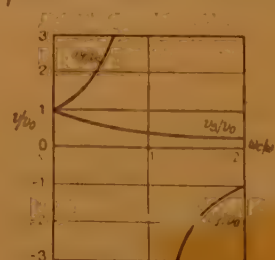


図3 遅速サイクロトロン波の位相速度

Fig. 3—Phase velocity of slow and fast cyclotron waves.

の条件より出てくる. ポンプ波に入ってくるビーム中に速波が励振されているか遅波が励振されているかは, その前に設けられた結合器 (coupler) の性質によって定まる. 両波の位相速度 v_f , v_s はよく知られているように次式で示される.

* 付録参照.

* 特に回転方向を区別するときを除いて ω_p の絶対値を意味する.

$$v_f = \frac{v_0}{1 - \frac{\omega_c}{\omega}}, \quad v_s = \frac{v_0}{1 + \frac{\omega_c}{\omega}} \quad (11)$$

これらの関係は図 3 に示されている。すなわち $\omega \gg \omega_c$ 、あるいは $\omega \ll \omega_c$ のときは、普通の縦形進行波管の場合と同じように両波の位相速度が接近しているの、速波と遅波の両波が励振される。したがって fast wave coupler としては縦形進行波管の場合と同じように遅速両波の干渉を利用した Kompfner dip length を用いなければならない。 ω_c と ω が接近するにしたがって速波の位相速度は無限大に近づき遅波との差が大きくなる。もし位相速度無限大（定在波）の回路で励振すると速波だけを生ずることが可能である。Adler 管の fast wave coupler はこの場合で、このとき

$$\beta_s = \beta_c \quad (12)$$

なる関係がある。Adler 管のポンプ部も定在波であるので、式 (3) において、 $\beta_p = 0$ したがって $v_p = \infty$ なる関係があり、

$$\omega_p' = \omega_p = 2\omega_c \quad (13)$$

を得る。したがって

$$\beta_{sp} = 2\beta_c \quad (14)$$

式 (12), (13), (14) と $A_s(0) = 0$ なる関係を式 (10) に代入すると

$$\begin{aligned} x(z, t) &= \frac{1}{k\omega_c} [-A_f(0) \cosh \kappa z e^{j\omega t} \\ &\quad - A_f(0) \sinh \kappa z e^{j(\omega - \omega_p)t}] \\ y(z, t) &= j \frac{1}{k\omega_c} [A_f(0) \cosh \kappa z e^{j\omega t} \\ &\quad - A_f(0) \sinh \kappa z e^{j(\omega - \omega_p)t}] \end{aligned} \quad (15)$$

式 (15) が Adler 管の増幅原理を示す式で信号の速波が、下側帯波の速波と結合して増幅されることを示している。

つぎに直流ポンプの場合は式 (3) において $\omega_p = 0$ したがって $\beta_{sp} = 0$ 。この関係を式 (10) に代入すれば

$$\begin{aligned} x(z, t) &= \frac{1}{k\omega_c} [A_s(0) \cosh \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_s + \beta_c)z)} \\ &\quad + A_s(0) \sinh \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_s - \beta_c)z)} \\ &\quad - A_f(0) \sinh \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_s + \beta_c)z)} \\ &\quad - A_f(0) \cosh \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_s - \beta_c)z)}] \end{aligned} \quad (16)$$

$y(z, t)$ も同様

式 (16) が Gordon 管の増幅原理を示す式で、信号

の速波が信号の遅波と結合し、信号の遅波が信号の速波と結合して増幅される。たとえば fast wave coupler を用いて信号の速波のみを励振してもポンプ部では遅波を生ずるので遅波雑音の混入は避けられない。直流ポンプの場合は $\omega > \omega_p = 0$ の関係から、異種エネルギー波間の結合によって増幅が行なわれることは明らかである。

2.2 見かけ上のポンプ角周波数 $\omega_p' = \omega_p - \beta_p v_0 = -2\omega_c$ のとき（ポンプ波の左回り成分との結合）

式 (10) を導いたのと同様にして、電子ビームの変位は

$$\begin{aligned} x(z, t) &= \frac{1}{k\omega_c} [A_s(0) \cosh \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_s + \beta_c)z)} \\ &\quad + A_s(0) \sinh \kappa z e^{j(\omega - \omega_p)t - (\beta_s - \beta_{sp} - \beta_c)z} \\ &\quad - A_f(0) \sinh \kappa z e^{j(\omega + \omega_p)t - (\beta_s + \beta_{sp} + \beta_c)z} \\ &\quad - A_f(0) \cosh \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_s - \beta_c)z)}] \end{aligned} \quad (17)$$

$y(z, t)$ も同様

$\omega_p - \beta_p v_0 = \omega_p(1 - (v_0/v_p)) = -2\omega_c$ が満たされるためには $0 \leq v_p/v_0 < 1$ でなければならない。付録で約束したように、ポンプ波の左回り成分と結合するとき $\omega_p < 0$ とすれば、 $\omega_p(1 - (v_0/v_p)) = 2\omega_c$ となり、 $0 \leq v_p/v_0 < 1$ の範囲は図 2 (a) に示されるようになる。ここで注意しなければならないのは式 (17) の ω_p は $|\omega_p|$ 、すなわち正としてある。式 (10) と式 (17) を比較すればわかるように式 (10) の ω_p を $-\omega_p$ に変えると式 (17) が得られる。このことから、ポンプ波の左回り成分と結合するとき $\omega_p < 0$ と約束すると都合の良いことがわかる。

式 (17) から、信号の遅波は $\omega < \omega_p$ のときは下側帯波の速波と結合し、 $\omega < \omega_p$ のときは下側帯波の遅波と結合して増幅されることがわかる。この場合も $\omega_c \ll \omega$ のときは遅速両波の位相速度が近いので、信号励振部で遅速両波の発生が可能であるが、 ω_c と ω が接近すると両波は単独に励振可能である。もし遅波のみ励振され、かつ $\omega < \omega_p$ の条件でポンプを行なうと式 (17) において $A_f(0) = 0$ で、信号の遅波が下側帯波の遅波と結合して増大する。これは Adler 管が純粋の fast wave amplifier であるのに対して純粋の slow wave amplifier といえる。このとき信号も idling も負のエネルギーを持っているので、ポンプは電力を必要とせず、回路をおけば、 $\omega_p(1 - (v_0/v_p)) = \pm 2\omega_c$ を満足する ω_p をとり出すことが可能になる。

表1には発生する idling の角周波数と種類を簡単に判別する方法を掲げてある。ここで ω_p の右回り成分は右向きベクトル, 左向きベクトルで示し, 信号および idling は速波なら右向き, 遅波なら左向きのベクトルで示される。 ω の先端から ω_p の先端に引いたベクトルが idling 角周波数とその種類を示す。

2.3 見かけ上のポンプ 角周波数 $\omega_p' = \omega_p - \beta_p v_0 = \omega_c$ のとき

2.1 と同様の考えで式(6)に $\omega_p - \beta_p v_0 = \omega_c$ を代入すると

$$\begin{aligned} A_s' e^{-j\omega_c \tau} + A_{e1}' &= -\frac{\eta}{\omega_c v_0} [A_f e^{j\omega_c \tau} - A_{e2}] \\ &\quad \cdot [K' e^{j\omega_c \tau} + K'^* e^{-j\omega_c \tau}] \\ A_f' e^{j\omega_c \tau} + A_{e2}' &= -\frac{\eta}{\omega_c v_0} [A_s e^{-j\omega_c \tau} - A_{e1}] \\ &\quad \cdot [K' e^{j\omega_c \tau} + K'^* e^{-j\omega_c \tau}] \end{aligned} \quad (18)$$

したがって

$$\begin{aligned} A_{e1}' &= -\frac{\eta K'^*}{\omega_c v_0} A_f, \quad A_s' = -\frac{\eta K'^*}{\omega_c v_0} A_{e2} \\ A_{e2}' &= -\frac{\eta K'}{\omega_c v_0} A_s, \quad A_f' = \frac{\eta K'}{\omega_c v_0} A_{e1} \end{aligned} \quad (19)$$

式(19)の解は振動形となり

$$\begin{aligned} A_s(z) &= A_s(0) \cos \kappa z + e^{-j\omega_p t_0} A_{e2}(0) \sin \kappa z \\ A_f(z) &= A_f(0) \cos \kappa z + e^{j\omega_p t_0} A_{e1}(0) \sin \kappa z \end{aligned}$$

表1 Idling の角周波数と種類

角周波数	右回り $\omega_p \rightarrow$		左回り $\omega_p \leftarrow$	
	Idling の発生機構	Idling	Idling の発生機構	Idling
速波 $\omega < \omega_p$		速波 $\omega - \omega_p$		遅波 $\omega + \omega_p$
遅波 $\omega > \omega_p$		遅波 $\omega - \omega_p$	同上	同上
遅波 $\omega < \omega_p$		速波 $\omega + \omega_p$		遅波 $\omega - \omega_p$
速波 $\omega > \omega_p$	同上	同上		速波 $\omega + \omega_p$

定在波ポンプ	右回り $\omega_p \rightarrow$	
入力波	Idling の発生機構	Idling
速波 $\omega > \omega_p$		遅波 $\omega - \omega_p$
遅波 $\omega < \omega_p$		速波 $\omega + \omega_p$

$$\begin{aligned} A_{e1}(z) &= A_{e1}(0) \cos \kappa z - e^{-j\omega_p t_0} A_f(0) \sin \kappa z \\ A_{e2}(z) &= A_{e2}(0) \cos \kappa z - e^{j\omega_p t_0} A_s(0) \sin \kappa z \end{aligned} \quad (20)$$

したがって電子ビームの変位は

$$\begin{aligned} x(z, t) &= \frac{1}{k \omega_c} [A_s(0) \cos \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_s + \beta_c)z)} \\ &\quad + A_{e2}(0) \sin \kappa z e^{j((\omega - \omega_p)t - (\beta_s - \beta_{ep} + \beta_c)z)} \\ &\quad - A_f(0) \cos \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_s - \beta_c)z)} \\ &\quad - A_{e1}(0) \sin \kappa z e^{j((\omega + \omega_p)t - (\beta_s + \beta_{ep} - \beta_c)z)} \\ &\quad - A_{e1}(0) \cos \kappa z e^{j(\omega t - \beta_c z)} \\ &\quad + A_f(0) \sin \kappa z e^{j((\omega - \omega_p)t - (\beta_s - \beta_{ep})z)} \\ &\quad + A_{e2}(0) \cos \kappa z e^{j(\omega t - \beta_c z)} \\ &\quad - A_s(0) \sin \kappa z e^{j((\omega + \omega_p)t - (\beta_s + \beta_{ep})z)}] \\ y(z, t) &= j \frac{1}{k \omega_c} [A_s(0) \quad " \quad + A_{e2}(0) \quad " \\ &\quad + A_f(0) \quad " \quad + A_{e1}(0) \quad " \\ &\quad - A_{e1}(0) \quad " \quad + A_f(0) \quad " \\ &\quad - A_{e2}(0) \quad " \quad + A_s(0) \quad "] \end{aligned} \quad (21)$$

"印は $x(z, t)$ の場合に準ずる。

この場合は増幅現象は起こらず, 式(21)からわかるように信号の遅波は上側帯波の負エネルギー同期波と空間的にエネルギー交換を行ない, 信号の速波は $\omega > \omega_p$ のときは下側帯波の正エネルギー同期波と, $\omega < \omega_p$ のときは下側帯波の負エネルギー同期波とエネルギー交換を行なう。正負エネルギー同期波は位相速度に変わりはないが, 偏波方向が反対になることから判別できる。

また負エネルギー同期波は, $\omega > \omega_p$ のときは遅波と, $\omega < \omega_p$ のときは速波とエネルギー交換を行ない, 正エネルギー同期波は, 上側帯波の速波とエネルギー交換を行なう。すなわち一般に同種エネルギー波の間で交換を行ない, $\omega < \omega_p$ のときのみ異種エネルギー波の間で交換を行なう。雑音低減の観点からはこのケースが対象となる。増幅の場合は $\omega < \omega_p$ のとき同種エネルギー波の間に結合が行なわれ, このときが雑音低減の対象となることと対比して考えられる。

これらの波は信号入力励振の方法によって全部発生するとは限らないがその詳細な吟味は省略して, Adler 管の定在波入力励振の場合を考えてみる。このときには $A_f(0)$ のみが存在し, $\beta_s = \beta_c$ である。これに定在波ポンプを行

なれば $\beta_p=0$, $\omega_p=\omega_c$, $\beta_{ep}=\beta_c$ なる関係があるから式 (21) から

$$\begin{aligned} x(z, t) &= \frac{1}{k\omega_c} [-A_f(0) \cos \kappa z e^{j\omega t} \\ &\quad + A_f(0) \sin \kappa z e^{j(\omega-\omega_p)t}] \\ y(z, t) &= j \frac{1}{k\omega_c} [A_f(0) \cos \kappa z e^{j\omega t} \\ &\quad + A_f(0) \sin \kappa z e^{j(\omega-\omega_p)t}] \end{aligned} \quad (22)$$

直流ポンプの場合には式 (21) に $\omega_p=\beta_{ep}=0$ の条件を入れて得られ、全部同種エネルギー波の間でエネルギー交換が行なわれる。特に定在波入力励振の場合には

$$\begin{aligned} x(z, t) &= \frac{1}{k\omega_c} [-A_f(0) \cos \kappa z e^{j(\omega t - (\beta_c - \beta_c)\pi)} \\ &\quad + A_f(0) \sin \kappa z e^{j(\omega t - \beta_c \pi)}] \end{aligned}$$

$y(z, t)$ も同様

2.4 見かけ上のポンプ角周波数 $\omega_p'=\omega_p-\beta_p v_0=-\omega_c$ のとき

解は式 (21) において ω_p を $-\omega_p$ に入れかえたものとなる。

この場合は信号の遅波が $\omega < \omega_p$ のときは下側帯波の負エネルギー同期波と、 $\omega < \omega_p$ のときは正エネルギー同期波と交換し、信号の速波は上側帯波の正エネルギー同期波と交換する。負エネルギー同期波は上側帯波の遅波と、信号の正エネルギー同期波は $\omega > \omega_p$ のときは下側帯波の速波と、 $\omega < \omega_p$ のときは遅波とエネルギー交換を行なう。2.3 と 2.4 のエネルギー交換条件をまとめたものが図 2 (b) である。

3. ビームパターンと電子軌道

物理的理解を深めるために、本節では増幅とエネルギー交換の場合に分けて、ある瞬間におけるビームパターン（電子群から成っており、きわめて短い露出で写真撮影を行なった場合に相当する）と一個の電子の軌道の追跡を取り扱っている。

一般に $t=t_0$ におけるビームパターンを示す式は x, y の式の t に t_0 を代入し実数部をとれば得られる。また電子軌道を示す式は、 x, y の式で $t=\tau+t_0$, $z=v_0\tau$ の関係を代入して実数部をとると、時刻 t_0 に入射した電子の軌道を示す式が得られる。

3.1 右回り高周波ポンプ増幅

$\omega < \omega_p$ のときは信号の速波は下側帯波の速波と結合して増大する。一例として $\omega=\omega_c=(1/2)\omega_p$ (Adler 形) のときのビームパターンと電子軌道が図 4 に示してあ

る。ビームパターンは指数関数的に増大して行き、電子軌道はうず巻状に増大して行く。 $z=0$ 面では時間の経過とともにパターンも電子軌道も右回りとなっており、信号波が速波であることを示している。もちろん信号波とポンプ波との位相関係に応じて指数関係的に減衰する場合もあり得る。

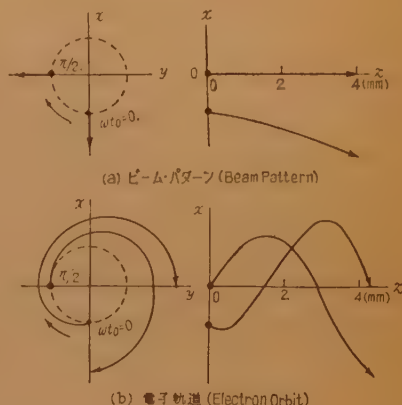


図 4 右回り高周波ポンプ形速波増幅 ($\omega=\omega_c=\frac{1}{2}\omega_p$)

Fig. 4—Clockwise HF pumped fast wave amplification.

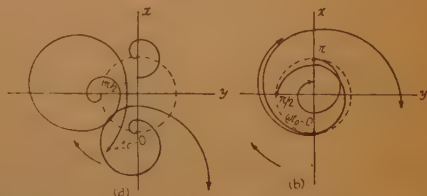


図 5 右回り高周波ポンプ形速波増幅 ($\omega=\omega_c=2\omega_p$)

Fig. 5—Clockwise HF pumped fast wave amplification.

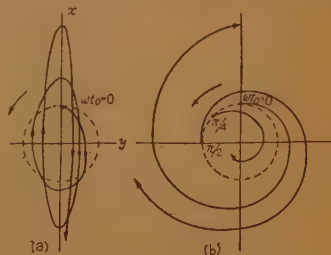


図 6 右回り高周波ポンプ形遅波増幅 ($\omega=\omega_c=\frac{1}{2}\omega_p$)

Fig. 6—Clockwise HF pumped slow wave amplification.

$\omega > \omega_p$ のときは信号の速波は下側帯波の遅波と結合して増大する。 $\omega=\omega_c=2\omega_p$ のときのビームパターンと電子軌道は図 5 に示してある。信号波とポンプ波の位相関係で入射時刻によってビームパターンの形はそれぞれ異なる。 $\omega=\omega_c$ のときには速波パターンは直線

的に (xy 面への投影として) 増大するため idling の遅波の性質のみが現われ, パターンは右回りとなる. 電子軌道は $\omega t_0=0$ で入射したときにはうず巻状に増大し, $\pi/2$ では増大度が減じ, π では減衰する. ビームパターンの単位内より中の部分は, この減衰する電子軌道をえがく電子群によって構成されていることがわかる.

信号の遅波は上側帯波の速波と結合して増大する. $\omega=\omega_c=(1/2)\omega_p$ のときのビームパターンと電子軌道が図6に示してある. この場合信号の遅波の性質が現われてパターンは右回りである. $z=0$ 面では時間とともに左回りとなり入力信号が遅波であることを示している.

3.2 直流ポンプ増幅

直流ポンプの場合は信号の速波は信号の遅波と結合して増大する. $\omega=\omega_c$ のときのビームパターンと電子軌道が図7に示してある. この場合には idling の遅波の性質が現われ, パターンは右回りである. パター

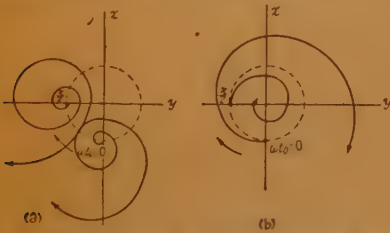


図7 直流ポンプ形速波増幅 ($\omega=\omega_c$, $\omega_p=0$)
Fig. 7—DC pumped fast wave amplification.

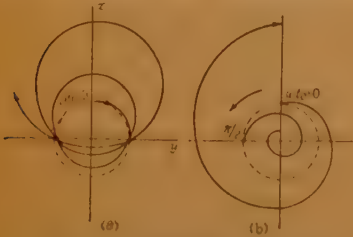


図8 直流ポンプ形遅波増幅 ($\omega=\omega_c$, $\omega_p=0$)
Fig. 8—DC pumped slow wave amplification.

ンも電子軌道も $\omega t_0=0$ で入射したときは図5の高周波ポンプの場合と等しいが $\omega t_0=\pi/2$ のときは異なる.

信号の遅波は信号の速波と結合して増大する. $\omega=\omega_c$ のときが図8に示してある. 直流ポンプの場合の電子軌道は位相関係が固定しているのですべて $\pi/2$ の偶数倍で増大し, 奇数倍で減衰することがわかる.

3.3 左回り高周波ポンプ増幅

この場合信号の速波は上側帯波の遅波と結合して増大する. $\omega=\omega_c=(1/2)\omega_p$ のときが図9に示してある.

パターンは idling の遅波の性質を現わし, 電子軌道は $\omega t_0=\pi/4$ のとき減衰する.

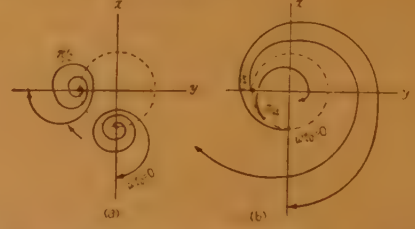


図9 左回り高周波ポンプ形速波増幅 ($\omega=\omega_c=\frac{1}{2}\omega_p$)
Fig. 9—Counter-clockwise HF pumped fast wave amplification.

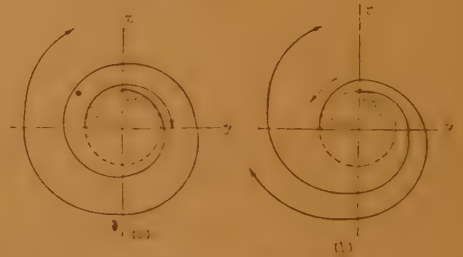


図10 左回り高周波ポンプ形遅波増幅 ($\omega=\omega_c=\frac{1}{2}\omega_p$)
Fig. 10—Counter-clockwise HF pumped slow wave amplification.

信号の遅波は $\omega<\omega_p$ のときは下側帯波の遅波と, $\omega<\omega_p$ のときは下側帯波の速波と結合して増大する. 前者の場合が図10に示してある. これが Adler 管に対応する純粹の slow wave amplifier である.

3.4 信号の遅速波が共存したときの増幅

右回り高周波ポンプの場合, $\omega=\omega_c=(1/2)\omega_p$ とすれば, 図4と図6を合成したものとなる. 信号の遅速波が反対位相の場合を考慮すると, パターンと電子軌道は図11に示すようになる. 電子軌道は $\omega t_0=0$ のときは $t=0, y=0$ で z 軸上を直進する. $\omega t_0=\pi/2$ の

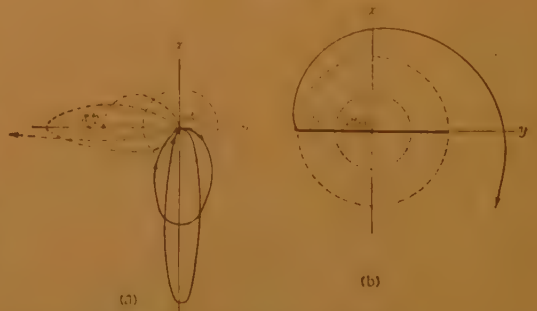


図11 右回り高周波ポンプ反対位相遅速共存 ($\omega=\omega_c=\frac{1}{2}\omega_p$)
Fig. 11—Slow and fast wave in opposite phase. (clockwise HF pumped)

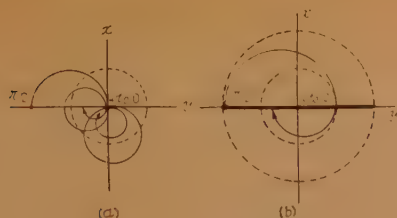


図 12 直流ポンプ反対位相遅延共存

Fig. 12—Slow and fast wave in opposite phase.
(DC pumped)

ときは $x \propto 2e^{i\pi} \sin \beta_e z$, $y \propto -2e^{i\pi} \cos \beta_e z$ でうず巻状に増大する。 $z=0$ 面では電子は y 軸上を往復する。したがって十分露出時間をかけて写真をとったとすると幅を増大する、ひねられたリボン状となる。同位相の場合は同じものを 90° 左に回転した形となる。

直流ポンプの場合は $\omega = \omega_c$ とすれば、図 7 と図 8 を合成した形となる。反対位相の場合は図 12 に示してあるように減衰し、同位相の場合は高周波ポンプ図 11 と全く同じで増大する。高周波ポンプの場合は入力波とポンプ波の位相関係が移動するので、減衰波と増大波が合成された形となり、直流ポンプの場合は位相関係が固定されているので、最初の条件で常に減衰するか、常に増大するかのいずれかになる。

3.5 高周波ポンプエネルギー交換

信号が速波のときの右回り高周波ポンプによるエネルギー交換のビームパターンと電子軌道が図 13 に示してある。

$\omega = \omega_c = (1/2)\omega_p$ とすれば、信号の速波は負エネルギーの同期波に変換される。パターンは図 (a) に示すように速波は x 軸上で振動し、左回りの負エネルギー同期波と重なっている。完全に同期波となると単位円に接する。電子軌道は図 (b) に示すように常に右回りで、完全に同期波になったとき電子は z 方向に直進する(図省略)。

$\omega < \omega_c$, $\omega < \omega_p$ のときは、右回りの速波が左回りの負エネルギー同期波となるので図 (c) に示すように最初の右回りが途中で反転して左回りとなり、単位円に接して完全な同期波となる。

$\omega < \omega_c$, $\omega > \omega_p$ のときは、右回りの速波が右回りの正エネルギー同期波に変換されるため図 (e) に示すようにパターンは途中で反転する。

4. 応 用 例

今までの解析を用いれば Gordon の slow wave cooling の概念を明確にすることができる。すなわち

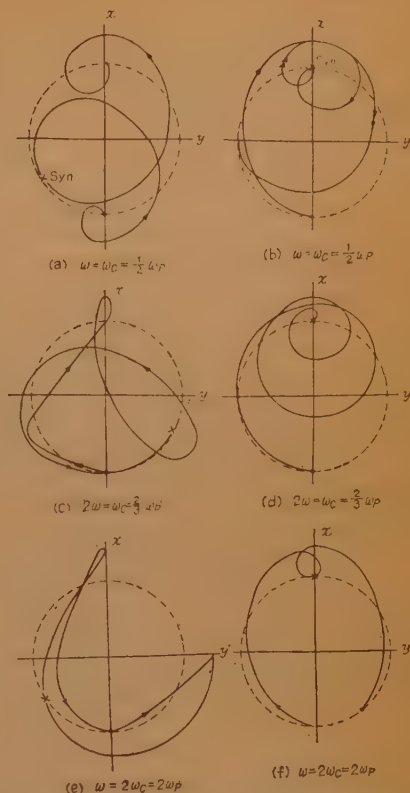


図 13 右回り高周波ポンプ速波エネルギー交換

Fig. 13—Energy exchange of fast wave.
(clockwise HF pumped)

図 18 において、電子ビーム中の角周波数 ω と $\omega_p - \omega$ 付近の速波の雑音は Adler 形の coupler で取り除かれる。つぎに $\omega_p' = \beta_p v_0 = \omega_c$ なる直流ポンプによって式 (23) からわかるように、 ω の雑音のない正エネルギー同期波に変換される。つぎに $\omega_p' = \omega_p(1 - v_0/v_p) = \omega_c$, $\omega < \omega_p$ なる高周波ポンプを行なうと式 (24) からわかるように $\omega_p - \omega$ の雑音のない遅波を得ることがわかる。これを用いて $\omega_p - \omega$ の角周波数の直流ポンプ増幅を行なうと雑音の少ない増幅器を得ることができる。ビーム雑音の場合は速波だけでなく、遅波、正負エネルギー同期波など全部の波を含んでいるので、他の波をも考慮しなければならない。同期波は最初の変換でサイクロトロン波となり 2 段目の変換でふたたび同期波となり、ポンプ増幅には関係しないので、ここでは遅波のみを考える。図 14 のような変換で ω の遅波は coupler をそのまま通過し、1 段目の変換で ω の負エネルギー同期波となり、つぎの変換で式 (24) により $\omega + \omega_p$ の速波となるが $\omega_p - \omega$ と離れ

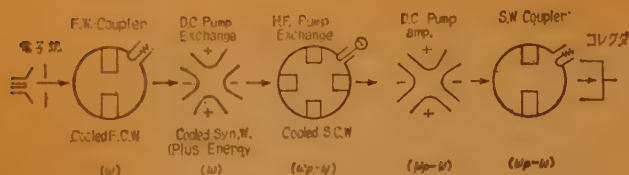


図14 遅波冷却
Fig. 14—Slow wave cooling.

ているので問題とする必要がない。またこれらの変換で $\omega_p - \omega$ となる雑音スペクトラムがあるかどうかを調べると、 $\omega_p - \omega = \omega' + \omega$ を満足するためには $\omega' = -\omega$ となり、かかる雑音スペクトラムは遅波としては存在しないことがわかる。よって先に述べた増幅機構では、他波の雑音によって影響されることがない。

この他に種々の組み合わせを検討することも興味があがるが省略する。

5. 結 言

以上に述べた解析の結果をまとめてみると、

(1) 電子速度とポンプ波の位相速度の差によって生ずる見かけ上のポンプ周波数 ω_p' が $2\omega_c$ に等しいか、 ω_c に等しいかによって、増幅あるいはエネルギー交換を行なう。実際のポンプ周波数 ω_p は $0 \sim \infty$ まで選べるし、電子速度とポンプ波位相速度の大小関係により電子がポンプ波の左右いずれの成分と結合するかが決まる。

(2) 増幅の場合、信号 ω は異種エネルギーの上下側帯波 $\omega_p \pm \omega$ と結合し増大され、 $\omega_p > \omega$ のときのみ同種エネルギー波と結合して増大する。したがって直流ポンプの場合は、信号 ω の異種エネルギー波の結合による。

(3) 交換の場合は、信号 ω は同種エネルギー波の上下側帯波 $\omega_p \pm \omega$ の間でエネルギー交換を行なう。 $\omega_p > \omega$ のときのみ異種エネルギーの下側帯波 $\omega_p - \omega$ の間でエネルギー交換を行なう。直流ポンプの場合は、信号 ω の同種エネルギー波の間で交換する。

(4) 雑音は遅波のみから除去できるという原則があるので、雑音低減の観点から利用できるのは、増幅、交換の場合とともに $\omega_p - \omega$ のときである。

(5) エネルギー交換のときには、直流ポンプの場合を除いて必ず周波数変換を伴う。

(6) エネルギー交換は、異種サイクロトロン波の間で直接行なわれることはない、必ず同期波を仲介として行なわれる。

(7) これらの原理の組み合わせにより、遅波の冷却を行なうことができる。たとえば冷却された速波を遅波に、あるいは遅波を速波に変換した後冷却することができる。

本論文の作成にあたって有益な討論を賜った東大生研の斎藤教授に深く感謝する。

文 献

- (1) A.E. Siegman: "Waves on a filamentary electron beam in a transverse field slow wave circuit", J.A. Phys. **31**, p 17, (Jan. 1960).
- (2) E.I. Gordon: "A transverse-field traveling wave tube", I.R.E. **48**, p 1158, (June 1960).
- (3) A.E. Siegman: "D.C. Pumped quadrupole amplifier—A wave analysis", I.R.E. **48**, p 1750, (Oct. 1960).
- (4) Von J. Labus: "Rauscharmen Elektronenstrahl-Verstärker", A.E.Ü. **14**, p 49, (Feb. 1960).
- (5) W.H. Louisell: "Coupled mode and parametric electronics", John Wiley & Sons, Inc.
- (6) 水利 康他: "München の国際マイクロ波電子管会議に出席して", マイクロ波真空管研専委資料, (1960-10).
- (7) 斎藤成文: "直流励振によるサイクロトロン波増幅", 昭 35 信学全大予稿.

付録 ポンプ波の右回りおよび左回り成分について

場所 (x, y) における電界の x, y 成分は式(3)より

$$E_x = -\frac{\partial V}{\partial x} = -2Ky \cos(\omega_p t - \beta_p z)$$

$$E_y = -\frac{\partial V}{\partial y} = -2Kx \cos(\omega_p t - \beta_p z)$$

で、これを極座標の成分 E_r, E_θ に変換すると

$$\begin{aligned} E_r &= Kr \sin(\omega_p t - \beta_p z - 2\theta) \\ &\quad - Kr \sin(\omega_p t - \beta_p z + 2\theta) \\ E_\theta &= -Kr \cos(\omega_p t - \beta_p z - 2\theta) \\ &\quad + Kr \cos(\omega_p t - \beta_p z + 2\theta) \end{aligned}$$

E_r, E_θ の第一項、第二項を本論文ではそれぞれポンプ波の右回り成分、左回り成分と呼ぶことにする。 $t=t_0$ に $z=0$ に入射した電子については、 $z=v_0(t-t_0)$, $\theta=\omega_c(t-t_0)+\theta_0$ だから E_θ の両成分の位相は電子から見て

$$\begin{aligned} \omega_p t - \beta_p z - 2\theta &= (\omega_p' - 2\omega_c)t \\ &\quad + \frac{v_0}{v_p} \omega_p t_0 + 2\omega_c t_0 - \theta_0 \end{aligned}$$

$$\omega_p t - \beta_p z + 2\theta = (\omega_p' + 2\omega_c)t \\ + \frac{v_0}{v_p} \omega_p t_0 - 2\omega_c t_0 + \theta_0$$

ただし $\omega_p' = \omega_p(1 - (v_0/v_p))$, $\omega_p' = 2\omega_c$ のとき, 電子はポンプ波の右回り成分と同期し増幅作用が起こる。
 $\omega_p' = -2\omega_c$ のときは左回り成分と同期し増幅作用が

起こる。以上では $\omega_p > 0$ と考えてきたが, 右回り成分, 左回り成分と結合するときそれぞれ $\omega_p > 0$, $\omega_p < 0$ と約束すれば増幅条件は $\omega_p' = \omega_p(1 - (v_0/v_p)) = 2\omega_c$ で表わせ, この関係をグラフにしたのが図 2 (a) である。

(昭和 36 年 5 月 2 日受付)

UDC 621.397.2.018.422

二 次 元 画 像 の 冗 長 度*

— テレビ伝送帯域圧縮の理論的限界 —

正 員 福 島 邦 彦

(日本放送協会技術研究所)

要約 テレビ信号の持っている冗長性を除去して, 信号を狭帯域伝送しようとする場合に, はたして取除き得る冗長性がどの程度存在するかが問題になる。ここでは, テレビ信号の絵素間相関と走査線相関とを利用して線形予測によって取除き得る二次元冗長性についてのべている。

二次元最適線形予測の誤差は, テレビ画面の二次元スペクトル密度の幾何平均で与えられるという公式を誘導した。この公式を利用して, テレビ画面の二次元線形冗長性がどの程度存在するかを計算し, 具体的にどのような予測回路を用いればこの冗長性を取除けるかを検討した。すなわち, 二次元予測は予測すべき絵素の近傍の 3 個の絵素に基づいた予測で十分な予測精度が得られ, 一次元予測に比して 0.3~0.4 bit/絵素 (飛越走査のない場合) 程度の信号量を減らし得ることがわかった。

1. は し が き

一般に信号に含まれている相関を利用すると, 現在および過去の信号によって未来の信号値を予測することができる。過去の情報を完全に利用できれば, 誤差信号すなわち実際の信号値と予測値との差は, 原信号に比して電力の小さいランダム波形になるが, 原信号に含まれていたすべての情報を含んでいる。したがって, この誤差信号を適当に符号化して伝送すれば, 伝送帯域幅は減少できるはずである。

このように信号から冗長性を取除き, つぎにこの最も冗長性の少ない信号を適当に符号化することによって, 周波数帯域幅を狭くする方法を用いる場合に, はたしてテレビ信号には取除き得る冗長性がどの程度存在するかが問題になる。テレビの映像信号に対して, 一本の走査線に含まれている情報に基づいた予測誤差, つまり一次元冗長性については二, 三報告されている。しかし, テレビ信号は二次元画像を走査して得

られる信号であるから, 予測も二次元画像の予測として扱うべきである。だが, 二次元画面から得られる情報を完全に利用した予測に関する文献はまだ見あたらない。そこで, 二次元画像のテレビ走査における最適線形予測誤差を, 画像の二次元スペクトル密度から計算する公式を導いた (2), 3. ではこの公式によってテレビ画面の二次元線形冗長度を計算し, 走査線相関を利用したテレビ伝送帯域圧縮の理論的限界を求めた。

さらに, 4. では有限個の絵素の情報のみを用いた最適線形予測誤差を計算して, テレビ信号の二次元予測には, 具体的にどのような予測回路を用いればよいかを検討した。なお, 有限個の絵素による予測誤差に関しては, Harrison の測定⁽¹⁾ や, 二, 三の計算結果⁽²⁾⁽³⁾が発表されているが, 後者⁽²⁾⁽³⁾は公式の使用に誤りがある, 結果は正しくない。

2. 二次元最適線形予測の誤差

二次元画面を基盤目状の絵素に分割し, m 列 n 行の絵素の信号値を $z_{m,n}(\omega)$ とする。 $z_{m,n}(\omega)$ は, 二次元離散形弱定常確率過程である。自己相関関数を $r_{\mu,\nu}$, 二次元スペクトル密度を $\varphi(x,y)$ とする。すなわち

* Redundancy of Two-Dimensional Pattern-Theoretical Limit of Television Bandwidth Compression. By KUNIHICO FUKUSHIMA, Member (Technical Research Laboratories, Japan Broadcasting Corporation; Tokyo). [論文番号 3408]

$$r_{\mu, \nu} = E\{z_{m+\mu, n+\nu}(\omega) \cdot \overline{z_{m, n}(\omega)}\} \quad (1)$$

$$= \int_{\Omega} z_{m+\mu, n+\nu}(\omega) \cdot \overline{z_{m, n}(\omega)} dP(\omega) \quad (2)$$

$$= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \varphi(x, y) e^{j(\mu x + \nu y)} dx dy \quad (3)$$

ここに $P(\omega)$ は確率測度 (確率分布), ω は reference space (sample space) Ω の要素 (sample point) である. 簡単のため $z_{m, n}(\omega)$ の平均値は 0 と仮定する.

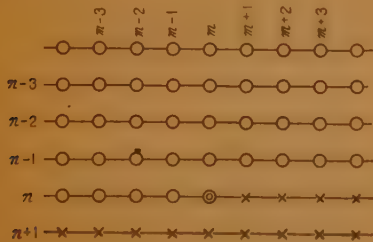
二次元画面を走査して得られた信号 (すなわち図1で○印を付した絵素の値)

$$z_{m-\mu, n-\nu} \text{ に対し } \begin{cases} \nu = 0, 1, 2, \dots \\ \mu = \begin{cases} 1, 2, 3, \dots & (\nu=0) \\ 0, \pm 1, \pm 2, \dots & (\nu \geq 1) \end{cases} \end{cases} \quad (4)$$

を観測して, その一次結合

$$z_{m, n}^* = \sum_{\mu=1}^{\infty} c_{\mu, 0} z_{m-\mu, n} + \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} c_{\mu, \nu} z_{m-\mu, n-\nu} \quad (5)$$

を, つぎに走査される絵素 $z_{m, n}(\omega)$ (すなわち図1で○印を付した絵素の値) の予測値とするような線形予測を考える. 予測誤差 (自乗平均値) ϵ は, 次式で与えられる.



○印の絵素の値 $z_{m-\mu, n-\nu}$ を知って, ○印の絵素の値 $z_{m, n}$ を予測する

Picture element $z_{m, n}$ (signed ○) is predicted in terms of picture elements $z_{m-\mu, n-\nu}$ (signed ○).

図1 二次元画面の予測

Fig. 1—Two-dimensional prediction.

$$\epsilon = \int_{\Omega} |z_{m, n}(\omega) - z_{m, n}^*(\omega)|^2 dP(\omega) \quad (6)$$

この ϵ を最小にするような係数 $c_{\mu, \nu}$ を持つ $z_{m, n}^*(\omega)$ を, $z_{m, n}(\omega)$ の最適線形予測値という. 二次元の最適線形予測の誤差すなわち ϵ の最小値 $\min \epsilon$ は, つぎの公式で与えられることを導いた

$$\min \epsilon = \exp \left\{ \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log \varphi(x, y) dx dy \right\} \quad (7)$$

すなわち $\min \epsilon$ は $\varphi(x, y)$ の幾何平均で与えられる.

公式(7)の説明

$$z_{m-\mu, n-\nu} \text{ に対し } \begin{cases} \nu = 0, 1, 2, \dots, N \\ \mu = \begin{cases} 1, 2, 3, \dots, M & (\nu=0) \\ 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M & (\nu \geq 1) \end{cases} \end{cases} \quad (8)$$

の値を観測して, その一次結合

$$z_{m, n}^* = \sum_{\mu=1}^M c_{\mu, 0} z_{m-\mu, n} + \sum_{\nu=1}^N \sum_{\mu=-M}^M c_{\mu, \nu} z_{m-\mu, n-\nu} \quad (9)$$

を $z_{m, n}$ の予測値とするような線形予測を与える. 予測誤差 (自乗平均値) は,

$$\begin{aligned} \epsilon_{MN} &= \int_{\Omega} |z_{m, n}(\omega) - z_{m, n}^*(\omega)|^2 dP(\omega) \quad (10) \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \sum_{\nu=0}^N u_{\nu}(e^{jx}) e^{j\nu y} \right|^2 \varphi(x, y) dx dy \end{aligned} \quad (11)$$

ここに

$$u(e^{jx}) = \begin{cases} 1 - \sum_{\mu=1}^M c_{\mu, 0} e^{j\mu x} & (\nu=0 \text{ のとき}) \\ - \sum_{\mu=-M}^M c_{\mu, \nu} e^{j\mu x} & (\nu \geq 1 \text{ のとき}) \end{cases} \quad (12)$$

で与えられる. $c_{\mu, \nu}$ を変化したときの ϵ_{MN} の最小値を $\min \epsilon_{MN}$ と記すと, $\min \epsilon_{MN}$ は M, N に関して有界単調減少数列である. 故に $M, N \rightarrow \infty$ の極限が存在する. この極限值が二次元最適線形予測の誤差 $\min \epsilon$ である. すなわち

$$\min \epsilon = \lim_{M, N \rightarrow \infty} (\min \epsilon_{MN}) \quad (13)$$

ところで, 一般に, 相関関数 $r_{\mu, \nu}$ は, $|\mu|, |\nu| \rightarrow \infty$ のとき 0 に向うので, ϵ を最小にする $c_{\mu, \nu}$ の値も, $|\mu|, |\nu| \rightarrow \infty$ のとき 0 に向わなければならない. そこで, $r_{\mu, \nu}$ と, ϵ_{MN} を最小にする $c_{\mu, \nu}$ とは, つぎの不等式を満足するものと仮定する.

$$|r_{\mu, \nu}| < G_1 \rho^{|\mu|+|\nu|} \quad (14)$$

$$|c_{\mu, \nu}| < G_2 \rho^{(|\mu|+|\nu|)} \quad (15)$$

ここに

$$0 < \rho < 1, 0 < G_1, G_2 < \infty \quad (16)$$

ここで, つぎの積分

$$\epsilon_{MN}' = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |Q(e^{jx})|^2 \varphi\{x, (2M+1)x\} dx \quad (17)$$

$$Q(e^{jx}) = \sum_{\nu=0}^N u_{\nu}(e^{jx}) e^{j\nu(2M+1)x} \quad (18)$$

を考えると

$$|\min \varepsilon_{MN'} - \min \varepsilon_{MN}| < 2G_1 G_2 \frac{(2M+1)^2 \rho^{-(2M+1)}}{(1-\rho)^2 \{1-\rho^{-(2M+1)}\}} \quad (19)$$

したがって、 N について一様に

$$\lim_{M \rightarrow \infty} |\min \varepsilon_{MN'} - \min \varepsilon_{MN}| = 0 \quad (20)$$

が成立する。故に $\min \varepsilon_{MN'}$ の行の累次極限值、したがってまた、二重極限值が存在する。さらに以下の文章からわかるように、列の累次極限值も存在する。よって、これらの極限值はすべて、あい等しい。故に式 (13) および (20) によって、

$$\min \varepsilon = \lim_{M \rightarrow \infty} \{ \lim_{N \rightarrow \infty} (\min \varepsilon_{MN'}) \} \quad (21)$$

ところで、式 (17) の積分に含まれている $Q(e^{jx})$ は e^{jx} の $\{M+(2M+1)N\}$ 次の多項式で、定数項は 1 であるから、Toeplitz 形式の極限定理^{(4)*}によって

$$\begin{aligned} \lim_{N \rightarrow \infty} (\min \varepsilon_{MN'}) \\ = \exp \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log \varphi(x, (2M+1)x) dx \right] \end{aligned} \quad (22)$$

が成立する。 $\varphi(x, y)$ が 2π を周期とする y の周期関数であることを利用して、右辺の積分を変形すると

$$\begin{aligned} \lim_{N \rightarrow \infty} (\min \varepsilon_{MN'}) = \exp \left[\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ \frac{2\pi}{2M+1} \sum_{m=-M}^M \log \varphi \left(\frac{2\pi}{2M+1} m + \frac{y}{2M+1}, y \right) \right\} dy \right] \end{aligned} \quad (23)$$

したがって、式 (23) で $M \rightarrow \infty$ の極限をとり、式 (21) を利用すれば、公式 (7) が得られる。

3. テレビ画面の二次元冗長度

3.1 テレビ画面の二次元スペクトル密度

Kretzmer の測定⁽⁵⁾によれば、テレビ画面の二次元

* Toeplitz 形式の極限定理とはつぎの定理である。

Toeplitz 形式

$$T_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |c_0 + c_1 e^{jx} + c_2 e^{j2x} + \dots + c_n e^{jn x}|^2 \omega(x) dx$$

$$n=0, 1, 2, \dots$$

を考える。 $c_0=1$ の条件のもとでの T_n の最小値を μ_n と書くとき、

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mu_n = \exp \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log \omega(x) dx \right\}$$

くわしくは、文献⁽⁶⁾を参照されたい。

相関関数は等方的で、距離に関してほぼ指数関数的に減少している。したがって、相関関数は一般に

$$r_{\mu\nu} = \exp \{ -\alpha \sqrt{\mu^2 + r^2 \nu^2} \} \quad (24)$$

で与えられる。ここに、 $e^{-\alpha}$ は横方向に隣り合った絵素間の相関で、 r は縦方向と横方向の絵素の間隔の比である。したがって、飛越走査をおこなわない場合には $r=1$ 、飛越走査をおこなった場合には $r=2$ と考えてもよい。

故に、二次元スペクトル密度は、画面の広さが有限であることを無視すれば、次式で表わされる。(付録参照)

$$\varphi(x, y) = \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} r_{\mu, \nu} e^{-j(\mu x + \nu y)} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{2\pi\alpha}{r} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \alpha^2 + (x - 2m\pi)^2 \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{y - 2n\pi}{r} \right)^2 \right\}^{-3/2} \end{aligned} \quad (26)$$

3.2 テレビ画面の二次元冗長度

テレビ伝送帯域を圧縮する方法としては、現在 2 通りのいき方が考えられる。一つはテレビ信号の持っている冗長性を利用して信号を狭帯域伝送しようとするいき方、他の一つは視覚心理的な面を利用して帯域圧縮を行なおうとするいき方である。本来はこの両者を組合わせた方法によるべきであろうが、ここでは前者の立場に立った帯域圧縮のみを考える。

図 2 は信号の冗長性を去除く一般的な方法を説明している⁽¹⁾。冗長度除去回路では、予測器は入力信号の過去の値に基づいて予測をおこなって、真の信号値と予測値との差を取出す。予測が完全におこなわれ

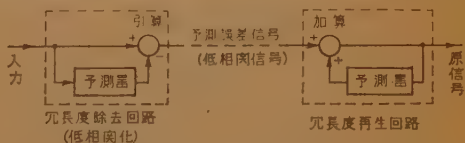
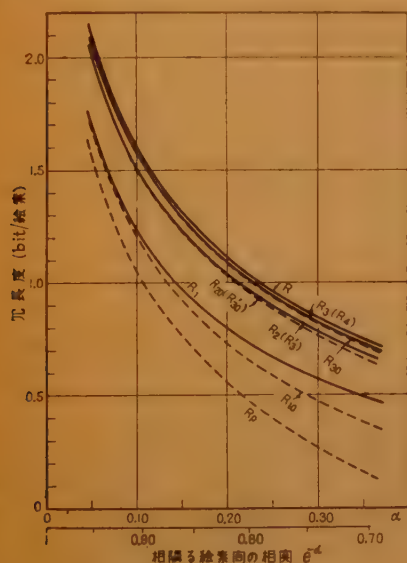


図 2 冗長度の除去と原信号の再生

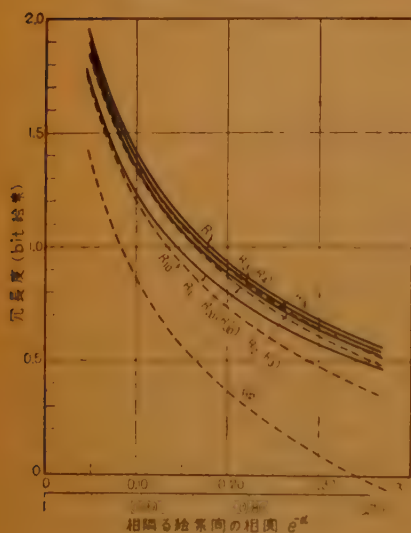
Fig. 2—Decorrelator for removing redundancy, and correlator for reproducing original signal.

ば、予測誤差信号は入力信号に比して十分エントロピーの小さいランダム波形になる。したがって、伝送回路に適した符号化をおこなって低相関化された誤差信号を伝送すれば、入力信号をそのまま伝送するよりも周波数帯域は減少できる。受信側では、図 2 のように送信側で用いたと同じ予測器を用いれば原信号を再生することができる。テレビの映像信号のうち予測によ

って取除き得る冗長度としては、絵素間相関、走査線相関、フレーム相関、同期パルスによる無効時間等があり、予測できない冗長度⁽⁷⁾（信号の振幅分布が一樣でないための冗長度）も適当な符号化によって除き得る。ここでは、絵素間相関と走査線相関とを利用して線形予測によって取除き得る二次元線形冗長度について考える。



(a) 飛越走査をしない場合 ($r=1$)



(b) 飛越走査をした場合 ($r=2$)

図3 テレビ画面の二次元冗長度 R と各種の予測法の比較

Fig. 3—Two-dimensional linear redundancy in television signal (R), compared to various methods of prediction, where (a) interlace is not performed and (b) interlace is performed.

信号のレベルが正規分布をしているものと仮定すると、同一の情報を運ぶ信号のうちで、平均電力の最小のものが最も冗長度が少ないと考えられる。したがって情報を失うことなくテレビ信号の平均電力をどこまで減らし得るかが問題になる。二次元画像をテレビ走査して得られる信号（映像信号）に対して二次元予測を行なうと（予測すべき絵素が画面の特に端の部分にない限り）信号電力は r_{00} から $\min \varepsilon$ に減少する。したがって、原信号と誤差信号のレベル分布がいずれも正規分布であると仮定すれば、二次元線形予測によるエントロピーの減少量、すなわち二次元線形冗長度 R は次式で与えられる。（ここでは、最適予測の前後のエントロピーの差を冗長度と定義する）

$$R = -\frac{1}{2} \log \frac{\min \varepsilon}{r_{00}} \quad (\text{nit/絵素}) \quad (27)$$

スペクトル密度 $\varphi(x, y)$ を、相関関数が $r_{00}=1$ となるように規準化すれば、式(7)を用いて

$$R = -\frac{1}{8\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log \varphi(x, y) dx dy \quad (\text{nit/絵素}) \quad (28)$$

式(26)を式(28)に代入して数値計算した結果が、図3(a), (b)の曲線 R である。なお Kretzmer⁽⁸⁾によると、一般のテレビ画面の相関関数では $0 < \alpha < 0.35$ である。故に、テレビ伝送帯域圧縮を行なうのに、1フィールドの情報に基づいて1絵素先の信号値を線形予測して、その誤差信号を適当に符号化して伝送する方法をとると、エントロピーは1絵素につき R だけ減少できる。この値は受信側において原波形を忠実に再現するという条件で、ライン相関を利用してテレビ伝送帯域圧縮を行なう場合の理論的限界である。

4. 有限個の絵素による二次元予測

上記の二次元冗長度は、二次元画像のテレビ走査で得られる信号で、予測すべき点以前のすべての信号値を利用して予測する場合のエントロピーの減少量である。すなわち、無限個の絵素の値を利用した予測を行っている。もし、数個の絵素の値のみで予測ができれば、予測回路は簡単になるであろう。

予測すべき絵素の値を $x_0(\omega)$ とし、その近傍の N 個の絵素を選び、その値 $x_1(\omega), x_2(\omega), \dots, x_N(\omega)$ の一次結合

$$x_0^*(\omega) = \sum_{n=1}^N c_n x_n(\omega) \quad (29)$$

を $x_0(\omega)$ の予測値とするような線形予測を考える。

予測誤差(自乗平均値)は,

$$\epsilon_N = \int_D |z_0(\omega) - z_0^*(\omega)|^2 dP(\omega) \quad (30)$$

$$= 1 + \sum_{n=1}^N c_n^2 - 2 \sum_{n=1}^N c_n \rho_{0n} + 2 \sum_{n=2}^N \sum_{m=1}^{n-1} c_m c_n \rho_{mn} \quad (31)$$

ここに

$$\rho_{mn} = \int_D z_m(\omega) \cdot \overline{z_n(\omega)} dP(\omega) \quad (32)$$

であり, 簡単のため $z_n(\omega)$ の平均値は0, 電力 ρ_{nn} は

$$\rho_{nn} = 1 \quad (n=0, 1, 2, \dots, N) \quad (33)$$

となるように規準化した.

ここで連立方程式

$$\frac{\partial \epsilon_N}{\partial c_n} = 0 \quad (n=1, 2, \dots, N) \quad (34)$$

を解いて, ϵ_N を最小にする c_n を求め, 式 (31) に代入すれば, ϵ_N の最小値 $\min \epsilon_N$ が求まる.

$$\min \epsilon_N = \begin{vmatrix} 1 & \rho_{01} & \rho_{02} & \dots & \rho_{0N} \\ \rho_{10} & 1 & \rho_{12} & \dots & \rho_{1N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{N0} & \rho_{N1} & \rho_{N2} & \dots & 1 \end{vmatrix} \quad (35)$$

したがって, N 個の絵素の情報に基づいた最適線形予測によるエントロピーの減少量 R_N は,

$$R_N = -\frac{1}{2} \log(\min \epsilon_N) \quad (\text{nit/絵素}) \quad (36)$$

で与えられる.

テレビ画面における二, 三の予測法について, R_N を計算した結果を, 図3(a)(b)の曲線 R_1, R_2, R_3, R_3', R_4 で示す. これらは図4に示すようにそれぞれ

$$R_1: z_0 = z_{m,n}, \quad z_1 = z_{m-1,n}$$

$$R_2: z_0 = z_{m,n}, \quad z_1 = z_{m-1,n}, \quad z_2 = z_{m,n-1}$$

$$R_3: z_0 = z_{m,n}, \quad z_1 = z_{m-1,n}, \quad z_2 = z_{m,n-1}$$

$$z_3 = z_{m+1,n-1}$$

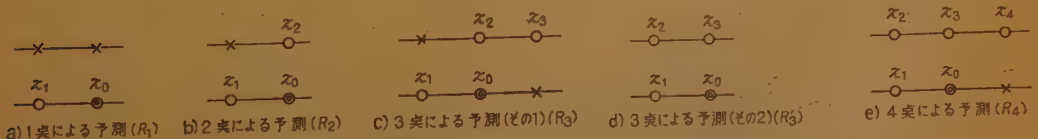


図4 有限個の絵素による二次元予測

Fig. 4—Two-dimensional predictions in terms of finite number of picture elements.

$$R_3': z_0 = z_{m,n}, \quad z_1 = z_{m-1,n}, \quad z_2 = z_{m-1,n-1},$$

$$z_3 = z_{m,n-1}$$

$$R_4: z_0 = z_{m,n}, \quad z_1 = z_{m-1,n}, \quad z_2 = z_{m-1,n-1},$$

$$z_3 = z_{m,n-1}, \quad z_4 = z_{m+1,n-1} \quad (37)$$

と選んだ場合であり, 相関関数はやはり式 (24) で与えられるものとした.

一本の走査線に含まれる信号から得られる情報のみを利用した予測, すなわち $z_{m,n}$ の値を $z_{m-\mu,n}$ ($\mu=1, 2, \dots$) の一次結合で予測する線形予測では, $z_{m-1,n}$ のみによる予測(前値予測)と同一の精度しか得られない⁽²⁾. すなわち, 一本の走査線の情報を利用した最適線形予測によるエントロピーの減少, つまり一次元冗長度は R_1 に等しい.

従来は, 二次元予測を行なっても, 前値予測(一次元予測)に比して効果がほとんど無いと言われていたが, 図3(a) からわかるように, 絵素間の相関が小さくて前値予測では十分な予測精度の得られない場合には, 二次元予測によって予測精度をかなり改善することができる. また, 二次元予測(R)は, 実用上図4(c)の3点による予測(R_3)で十分である. 図4(d)の3点を選んだ場合(R_3')は, 図4(b)の2点による予測とほぼ同じ精度しか得られない. 図4(e)のように4点に増しても, 図4(c)の3点の場合に比してほとんど改善されない.

定係数による予測

以上に述べた最適線形予測では, 予測フィルタの形, すなわち式 (29) の係数 c_n の値は, 絵素間の相関, つまり α の値によって変化しなければならない. しかし, 実際のテレビ信号に対する予測回路では, 画面が変わるごとにその相関関数に応じて予測フィルタの係数を変化させるのはあまり容易ではない. いま, 式 (29) の形の線形予測で, その係数 c_n は, 最適線形予測を与える係数の $\alpha \rightarrow 0$ における極限値に等しく選んだものを考える. この定係数の予測によるエントロピーの減少を図3(a)(b)に併記する. $R_{10}, R_{20}, R_{30}, R_{30}'$ は, それぞれ図4(a)~(d)に示した絵素による定係数の予測である. すなわち,

$$R_{10} : z_{m,n}^* = z_{m-1,n} \quad (r=1, 2) \quad (38)$$

$$R_{20} : z_{m,n}^* = \frac{1}{2}(z_{m-1,n} + z_{m,n-1}) \quad (r=1) \quad (39)$$

$$z_{m,n}^* = 0.724 z_{m-1,n} + 0.276 z_{m,n-1} \quad (r=2) \quad (40)$$

$$R_{30} : z_{m,n}^* = 0.484 z_{m-1,n} + 0.266 z_{m,n-1} + 0.250 z_{m+1,n-1} \quad (r=1) \quad (41)$$

$$z_{m,n}^* = 0.702 z_{m-1,n} + 0.059 z_{m,n-1} + 0.239 z_{m+1,n-1} \quad (r=2) \quad (42)$$

$$R_{30}' : z_{m,n}^* = 0.547(z_{m-1,n} + z_{m,n-1}) - 0.094 z_{m-1,n-1} \quad (r=1) \quad (43)$$

$$z_{m,n}^* = 0.745 z_{m-1,n} - 0.079 z_{m-1,n-1} + 0.333 z_{m,n-1} \quad (r=2) \quad (44)$$

$0 < \alpha < 0.35$ の範囲、すなわち一般のテレビ画面では、 R_{30} と R_3 の差、したがって R_{30} と R との差も小さい。故にテレビ画面に対する二次元予測は、式(41)、(42)の3点による予測を用いれば実用上は十分である。

ところで、簡単な二次元予測法として時々用いられる面予測、すなわち

$$z_{m,n}^* = z_{m-1,n} - z_{m-1,n-1} + z_{m,n-1} \quad (45)$$

によるエントロピーの減少 R_p は、図3(a)、(b)に示すように前値予測によるエントロピーの減少 R_{10} よりも少ない。特に飛越走査をした場合 ($r=2$) には、 α が大きいと $R_p < 0$ となることもある。すなわち、全く予測を行なわない場合よりも悪い結果になることもある。

5. む す び

二次元画像のスペクトル密度を知って二次元線形冗長度を計算する公式を誘導した。この公式によって、テレビ画像の二次元冗長度がどの程度存在するかを計算し、具体的にどのような予測回路を用いればこの冗長度が去除されるかを検討した。この計算によって、走査線相関を利用したテレビ伝送帯域圧縮方式の理論的限界が求まり、さらに、一次元予測に比して二次元予測がどの程度有効であるかがわかった。また、二次元予測を近似的に行なうのに、従来は図4(d)に示す3個の絵素による予測がよく用いられていたが、これはむしろ、図4(c)に示す3個の絵素を利用した予測を行なうべきである。

この計算は、テレビ画面の二次元相関関数が等方的

で、距離に関して指数関数的に減少しているという Kretzmer の測定結果⁽⁵⁾に基づき、さらに信号のレベル分布を正規分布と仮定しているが、すべてのテレビ画面に対してこの条件をあてはめることには多少疑問もある。しかし、二次元予測の性質については、この計算で十分つかめることと思う。なお、二次元最適線形予測の誤差を計算する公式(7)は、 $\varphi(x, y)$ がこれ以外の値をとっても使用し得る一般式である。

最後に、この研究の機会を与えて下さった三木部長、石橋副部長、ならびに御指導いただいた樋渡主任に感謝する。

文 献

- (1) C.W. Harrison: "Experiments with linear prediction in television", B.S.T.J. 31, 4, p 764, (July 1952).
- (2) K.H. Powers, H. Staras: "Some relations between television picture redundancy and bandwidth requirements", Comm. and Electronics, p 492, (Sept. 1957).
- (3) A.V.J. Martin: "Two-dimensional predictive redundancy in a television display", Trans. I.R.E. CS-7, 1, p 57, (May 1959).
- (4) U. Grenander, G. Szego: "Toeplitz forms and their applications", p 44, Univ. of Calif. Press, (1958).
- (5) E.R. Kretzmer: "Statistics of television signals", B.S.T.J. 31, 4, p 751, (July 1952).

付録 テレビ画面の二次元スペクトル密度

1. 式(26)の誘導

二次元スペクトル密度 $\varphi(x, y)$ は、式(24)、(25)より、

$$\varphi(x, y) = \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} e^{-\alpha \sqrt{\mu^2 + \gamma^2 \nu^2}} e^{-j(\mu x + \nu y)} \quad (A1)$$

ここで μ, ν が整数以外の実数値をとっても式(24)が成立するものと考えて $r_{\mu, \nu}$ の Fourier 変換を $f(x, y)$ と書くと

$$f(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\alpha \sqrt{\mu^2 + \gamma^2 \nu^2}} e^{-j(\mu x + \nu y)} d\mu d\nu \quad (A2)$$

$$= \frac{2\pi\alpha}{\gamma} \frac{1}{\left(\alpha^2 + x^2 + \frac{y^2}{\gamma^2}\right)^{3/2}} \quad (A3)$$

したがって

$$r_{\mu, \nu} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) e^{j(\mu x + \nu y)} dx dy \quad (A4)$$

$$= \frac{1}{4\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{(2m-1)\pi}^{(2m+1)\pi} \int_{(2n-1)\pi}^{(2n+1)\pi} f(x, y) e^{j(\mu x + \nu y)} dx dy \quad (A5)$$

$$= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(x-2m\pi, y-2n\pi) \right\} e^{j(\mu x + \nu y)} dx dy \quad (A6)$$

故に、式 (3) によって

$$\varphi(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(x-2m\pi, y-2n\pi) \quad (A7)$$

すなわち、式 (26) が得られた。

2. $\varphi(y, x)$ の近似計算

式 (28) の積分に都合のよいように $\varphi(x, y)$ を変形して数値計算を行なった。式 (A7) で

$$\varphi(x, y) = f(x, y) \psi(x, y) \quad (A8)$$

と置くと、式 (28) の積分は $\log f(x, y)$ の積分と $\log \psi(x, y)$ の積分の和に分解できる。 $\log f(x, y)$ の積分は $\log \alpha$ と α^2 のベキ級数形で表現できるので、 $\log \psi(x, y)$ の積分のみを数値積分した。

式 (A3), (A7), (A8) によって、 $\psi(x, y)$ は次式で与えられることがわかる。

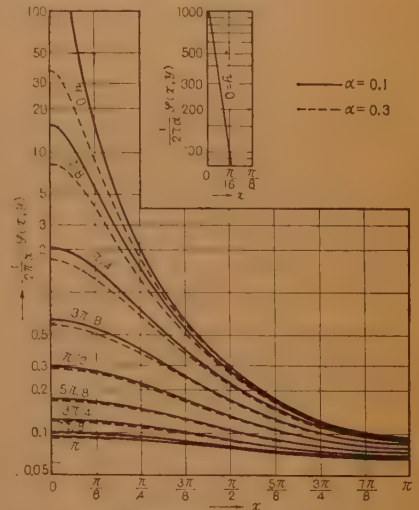
$$\psi(x, y) = 1 + \left(\alpha^2 + x^2 + \frac{y^2}{r^2} \right)^{3/2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \psi'$$

$$\cdot \left\{ \alpha^2 + (x-2m\pi)^2 + \left(\frac{y-2n\pi}{r} \right)^2 \right\}^{-3/2} \quad (A9)$$

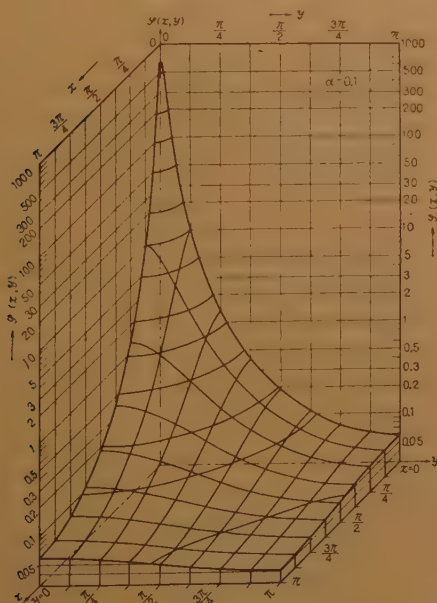
ここに $\Sigma \psi'$ の prime(') は、 m, n が同時に 0 の場合を除いて総和することを示す。

ここで必要なのは $0 < \alpha < 0.35$ に対する $\psi(x, y)$ の値である。 $|x|, |y| \leq \pi$ の範囲では近似的に次式が成立する。

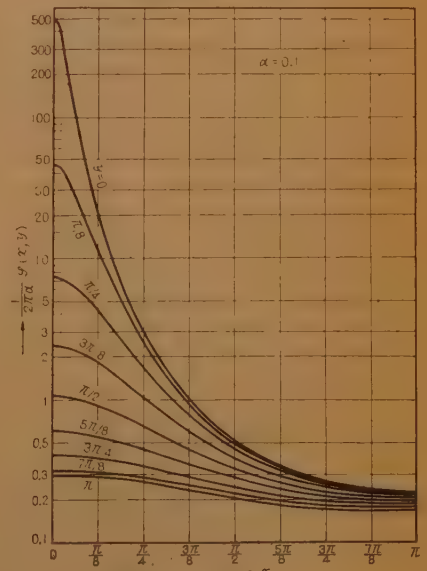
$$\psi(x, y) = [\psi(x, y)]_{\alpha=0} \quad (A10)$$



(b) 飛越走査をしない場合 ($r=1$)



(a) 飛越走査をしない場合 ($r=1, \alpha=0.1$)



(c) 飛越走査をした場合 ($r=2, \alpha=0.1$)

図 5 テレビ画面の二次元スペクトル密度

Fig. 5—Two-dimensional spectral density of television picture, where (a)(b) interlace is not performed and (c) interlace is performed.

$$= 1 + \left(x^2 + \frac{y^2}{r^2} \right)^{3/2} \sigma(x, y) \quad (\text{A } 11)$$

$$\sigma(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ (x - 2m\pi)^2 + \left(\frac{y - 2n\pi}{r} \right)^2 \right\}^{-3/2} \quad (\text{A } 12)$$

$\sigma(x, y)$ の総和で、 $|m|, |n|$ の大きい部分を、Euler-Maclaurin の近似式によって、つぎの積分 I_{MN} で近似すると、

$$\sigma(x, y) = S_{MN}(x, y) + I_{MN} \quad (\text{A } 13)$$

ここに

$$S_{MN}(x, y) = \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N \left\{ (x - 2m\pi)^2 + \left(\frac{y - 2n\pi}{r} \right)^2 \right\}^{-3/2} \quad (\text{A } 14)$$

$$I_{MN} = \frac{1}{4\pi^2} \iint_S \left(x^2 + \frac{y^2}{r^2} \right)^{-3/2} dx dy \quad (\text{A } 15)$$

$S: |x| < (2M+1)\pi$ かつ $|y| < (2N+1)\pi$ を除く全平面

したがって

$$I_{MN} = \frac{r \sqrt{r^2(2M+1)^2 + (2N+1)^2}}{\pi^2(2M+1)(2N+1)} \quad (\text{A } 16)$$

総和をとる範囲、すなわち M, N を大きくすればそれだけ $\sigma(x, y)$ の誤差は小さくなるが、ここでは、 $r=1$ のとき $M=N=5$, $r=2$ のとき $M=4$, $N=8$ に選んで数値計算をした。

なお、テレビ画面の二次元スペクトル密度 $\varphi(x, y)$ のグラフの一例を図 5 (a) (b) (c) に示す。

(昭和 36 年 5 月 10 日受付)

UDC 621.375.9:621.382.2

進行波形パラメトロン増幅器について*

正 員 石 井 康 博

(電気通信研究所)

要約 可変容量素子による周期装荷形の進行波形パラメトロン増幅器のための装荷線路構成の設計およびダイオードのインダクタンスを合理的に処理するための装荷アームのパラメトロン動作について述べるものである。すなわちまず装荷線路の特性を一般化して n 番目の通過、阻止帯域の特性を設計図表として与え、つぎに単一伝送線路および複合形伝送線路による進行波形伝送線路構成において、信号波、励振波および上側帯波に対する通過、阻止のための装荷線路設計を臨界図表により明らかに示した。また周期装荷形の進行波形増幅器における利得・帯域特性を装荷線路の設計と関連して論じた。さらにダイオードを組み込んだ装荷アームを装荷した進行波形増幅器におけるパラメトロン動作を解析し、装荷アームの調整点を示し、増幅器としては装荷アームを使用することによって一區間あたりの増幅利得は大となり得るが同時に増幅帯域が減少することを示した。

1. 序 言

進行波形パラメトロン増幅器としては、伝送線路を可変パラメータ媒質で構成する完全連続形⁽¹⁾と、伝送線路に対して可変パラメータ素子を周期的に装荷して構成する周期装荷形構造⁽²⁾⁽³⁾とが考えられている。可変パラメータとして半導体ダイオードの障壁容量を利用する場合、完全連続形を実験的に実現するためには半導体製造技術上および進行波形回路設計上困難な問題が多くまだ増幅実験に成功していない。これに対して周期装荷形は、まだダイオード構造に起因する制約

があるが、R.S. Engelbrecht によって 400 Mc 帯で⁽⁴⁾、また筆者らによって 6000 Mc 帯で⁽⁵⁾⁽⁶⁾ 進行波形パラメトロン増幅器の実験に成功している。

本論文では周期装荷形、進行波形パラメトロン増幅器について、進行波形増幅器のための周期装荷線路の設計およびダイオードの装荷アームによる装荷法を論ずる。これらの事項は完全連続形と比較して周期装荷形の持っている特徴的な性質を明らかにするとともに、二、三の具体的な設計指針を与えるものである。

2. 周期装荷線路における n 番目通過帯域の諸定数

図 1 のように特性インピーダンス Z_0 、位相定数 β の無損失分布定数線路に対して、一定間隔 l ごとに容

* The Design of the Periodically Loaded Traveling-Wave Parametric Amplifier. By YASUHIRO ISHII, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3409]

量 C_0 を周期的に装荷した周期装荷線路において、線路中点区間および装荷中点区間 (図 1 参照) に対する特性インピーダンスをそれぞれ Z_0', Z_0'' とし、一区间あたりの装荷線路位相定数を θ' とすれば、次式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} \cos \theta' &= \cos \theta - \eta \theta \sin \theta \\ \frac{Z_0'}{Z_0} &= \frac{\tan \frac{\theta}{2}}{\tan \frac{\theta'}{2}} \\ \frac{Z_0''}{Z_0} &= \frac{\sin \theta}{\sin \theta'} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ここで $\theta = \beta l$, $\eta = \frac{1}{2} C_0 Z_0 \frac{v}{l}$

v = 分布定数線路の位相速度

式 (1) に見るように、周期装荷線路を構成している装荷点間の分布定数線路の役割りが θ に対して周期関数的であることから、いま n を正の整数として

$$0 < \theta - (n-1)\pi < \pi$$

であるような n を定め、

$$\bar{\theta}_n = \theta - (n-1)\pi, \quad \bar{\theta}_n' = \theta' - (n-1)\pi \quad (2)$$

と表現すれば式 (1) はつぎのように書換えられる。

$$\cos \bar{\theta}_n' = \cos \bar{\theta}_n - \eta \{ \bar{\theta}_n + (n-1)\pi \} \sin \bar{\theta}_n \quad (3)$$

$$\left(\frac{Z_0'}{Z_0} \right)_{n=\text{add}} = \frac{\tan \frac{\bar{\theta}_n}{2}}{\tan \frac{\bar{\theta}_n'}{2}} = \frac{1}{\left(\frac{Z_0'}{Z_0} \right)_{n=\text{even}}} \quad (4)$$

$$\left(\frac{Z_0''}{Z_0} \right)_{n=\text{add, even}} = \frac{\sin \bar{\theta}_n}{\sin \bar{\theta}_n'} \quad (5)$$

いま式 (3) において $\bar{\theta}_n' = \pi$ になるような $\bar{\theta}_n$ を $\bar{\theta}_{cn}$ で表わせば、

$$\{ \bar{\theta}_{cn} + (n-1)\pi \} \tan \frac{\bar{\theta}_{cn}}{2} = \eta^{-1} \quad (6)$$

または

$$\bar{\theta}_{c1} \tan \frac{\bar{\theta}_{c1}}{2} = \{ \bar{\theta}_{cn} + (n-1)\pi \} \tan \frac{\bar{\theta}_{cn}}{2} \quad (7)$$

$\bar{\theta}_{cn}$ は周期装荷線路における n 番目の通過帯域の幅を θ の尺度で表わしたもので、 θ_n が n 番目の通過帯

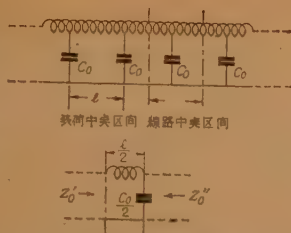


図 1 周期装荷線路の区間表示
Fig. 1—Mid-load and mid-cable section.

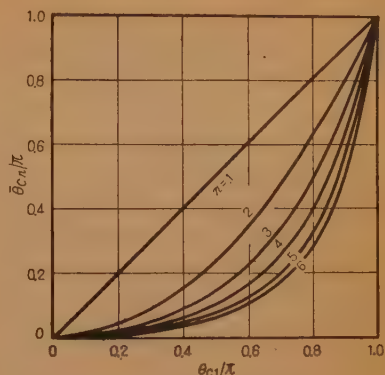
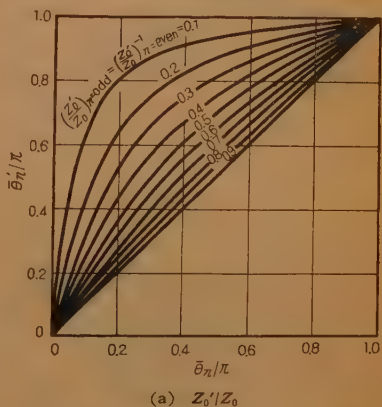


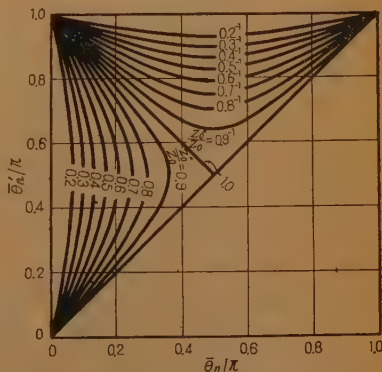
図 2 $\bar{\theta}_{cn}$ と $\bar{\theta}_{c1}$ との関係

Fig. 2—Relation between $\bar{\theta}_{cn}$ and $\bar{\theta}_{c1}$.

域内にあるための条件は $0 < \bar{\theta}_n < \bar{\theta}_n' < \bar{\theta}_{cn}$, また阻止帯域にあるための条件は $\bar{\theta}_{cn} < \bar{\theta}_n < \pi$ である。図 2 は式 (7) の関係を図示したもので、 n の増加とともに $\bar{\theta}_{cn}$ すなわち n 番目の通過帯域の幅は次第に減少してゆくことが知られる。周期装荷線路の従来の具体的な



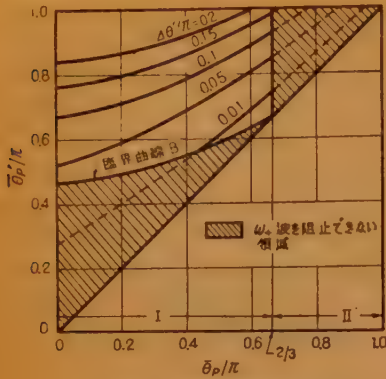
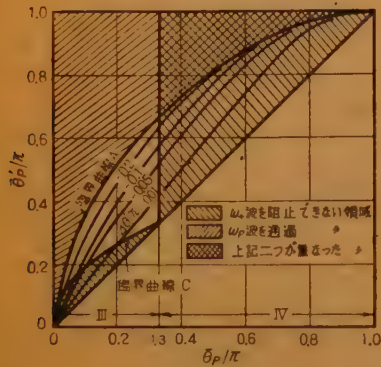
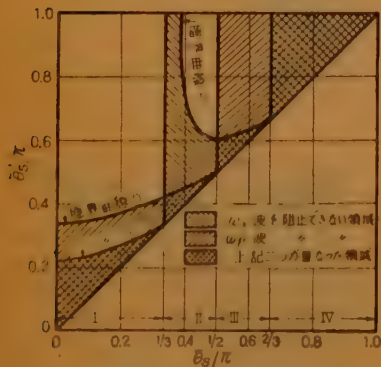
(a) Z_0'/Z_0



(b) Z_0''/Z_0

図 3 $\frac{Z_0'}{Z_0}, \frac{Z_0''}{Z_0}$ の $\bar{\theta}_n \sim \bar{\theta}_n'$ 図表での表示

Fig. 3— $\frac{Z_0'}{Z_0}$ and $\frac{Z_0''}{Z_0}$ chart.

(a) n_p = 奇数の場合(b) n_p = 偶数の場合図4 $\bar{\theta}_p \sim \bar{\theta}_p'$ 臨界図表
Fig. 4— $\bar{\theta}_p \sim \bar{\theta}_p'$ criteria.図5 $\bar{\theta}_s \sim \bar{\theta}_s'$ 臨界図表
Fig. 5— $\bar{\theta}_s \sim \bar{\theta}_s'$ criteria.

帯域内における Z'_0 および Z''_0 は、式 (4), (5) に見るように $\bar{\theta}_n$ と $\bar{\theta}_n'$ との座標で表現する限りにおいて n = 奇数, 偶数のいずれであるかのみによって統一的に表現できることが知られる。図3(a)および(b)はそれぞれ式 (4), (5) の関係を図示したもので、装荷線路の設計図表として使用される (次項の図4(a)(b) および図5で設計すべき領域が与えられ、図3(a) および (b) でその領域内での Z'_0 および Z''_0 が与えられる。

3. 装荷間距離設計に関する臨界条件

パラメトロン増幅作用には、信号波 (角周波数 ω_s) 励振波 (角周波数 ω_p) および両側帯波 ($\omega_- = \omega_p - \omega_s$, $\omega_+ = \omega_p + \omega_s$) が関与する (ω_- 波は普通アイドル波と呼ばれる)。進行波形パラメトロン増幅器のための周期装荷線路としては、 ω_p, ω_s および ω_- 波は通過帯域に入るように設計されるべきであるが、 ω_+ 波は阻止帯域に入るようにすることが望ましい⁽⁷⁾。さらにパラメトロン増幅作用の連続条件としては、 ω_p, ω_s および ω_- 波に対する装荷線路位相定数 $\bar{\theta}_p', \bar{\theta}_s'$ および $\bar{\theta}_-'$ の間にはつぎのような励振波同期条件が近似的に満足されている必要がある。

$$\bar{\theta}_p' = \bar{\theta}_s' + \bar{\theta}_-'$$
 (8)

いま簡単化のために $\omega_s \simeq \omega_- \simeq (1/2)\omega_p$ の場合を考え (このように近似することはただ単に理論的解析を簡単化するのみならず増幅器設計上も全く都合である), 周期装荷線路において ω_p, ω_s および ω_+ 波のあてられる n をそれぞれ n_p, n_s および n_+ とし, それぞれの $\bar{\theta}$ を $\bar{\theta}_p, \bar{\theta}_s$ および $\bar{\theta}_+$ とすれば, 進行波パラメトロン増幅器のための周期装荷線路の設計としては表1のような4つの場合が考えられる。そしてこれら4つの場合について装荷線路の設計指針を与えるものがつぎの2種類の臨界図表である。

第1は励振波を n_p 番目の通過帯域に置くと ω_s 波および ω_+ 波が通過, 阻止のいずれの帯域にあるかを知るものである。いま式 (3), (6) および表1の關係を使用して $\bar{\theta}_s = \bar{\theta}_{cs}$, $\bar{\theta}_+ = \bar{\theta}_{c+}$ なる臨界状態を考えれば, ω_s 波に対する臨界曲線を与える方程式として (I, II の場合)

$$\cos \bar{\theta}_p' = \cos \bar{\theta}_p - 2 \cot \frac{\bar{\theta}_p}{4} \sin \bar{\theta}_p \quad (9)$$

(III, IV の場合) $\cos \bar{\theta}_p' =$

$$\cos \bar{\theta}_p - 2 \cot \left(\frac{\bar{\theta}_p}{4} + \frac{\pi}{4} \right) \sin \bar{\theta}_p \quad (10)$$

応用 (たとえば波器) としては, 第一の通過帯域および阻止帯域のみを対象とすることで充分であった。これに対して周期装荷線路の n 番目通過帯域幅に関する上述のような性質は, 進行波形パラメトロン増幅器のための周期装荷線路において次節以後に述べるように極めて重要な意義を持つ。一方において n 番目通過

表1 n_s, n_p, n_+ および $\bar{\theta}_s, \bar{\theta}_p, \bar{\theta}_+$ の関係

	n_p	n_s	n_+	$\bar{\theta}_p$	$\bar{\theta}_s$	$\bar{\theta}_+$
I	奇数	$\frac{1}{2}n_p + \frac{1}{2}$	$\frac{3}{2}n_p - \frac{1}{2}$	$0 < \bar{\theta}_p < \frac{2}{3}\pi$ ($\bar{\theta}_p = 2\bar{\theta}_s$)	$0 < \bar{\theta}_s < \frac{1}{3}\pi$ ($\bar{\theta}_s = \frac{1}{2}\bar{\theta}_p$)	$0 < \bar{\theta}_+ < \pi$ ($\bar{\theta}_+ = \frac{3}{2}\bar{\theta}_p = 3\bar{\theta}_s$)
II	奇数	$\frac{1}{2}n_p + \frac{1}{2}$	$\frac{3}{2}n_p + \frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}\pi < \bar{\theta}_p < \pi$ ($\bar{\theta}_p = 2\bar{\theta}_s$)	$\frac{1}{3}\pi < \bar{\theta}_s < \frac{1}{2}\pi$ ($\bar{\theta}_s = \frac{1}{2}\bar{\theta}_p$)	$0 < \bar{\theta}_+ < \frac{1}{2}\pi$ ($\bar{\theta}_+ = \frac{3}{2}\bar{\theta}_p - \pi = 3\bar{\theta}_s - \pi$)
III	偶数	$\frac{1}{2}n_p$	$\frac{3}{2}n_p - 1$	$0 < \bar{\theta}_p < \frac{1}{3}\pi$ ($\bar{\theta}_p = 2\bar{\theta}_s - \pi$)	$\frac{1}{2}\pi < \bar{\theta}_s < \frac{2}{3}\pi$ ($\bar{\theta}_s = \frac{1}{2}\bar{\theta}_p + \frac{1}{2}\pi$)	$\frac{1}{2}\pi < \bar{\theta}_+ < \pi$ ($\bar{\theta}_+ = \frac{3}{2}\bar{\theta}_p + \frac{1}{2}\pi = 3\bar{\theta}_s - \pi$)
IV	偶数	$\frac{1}{2}n_p$	$\frac{3}{2}n_p$	$\frac{1}{3}\pi < \bar{\theta}_p < \pi$ ($\bar{\theta}_p = 2\bar{\theta}_s - \pi$)	$\frac{2}{3}\pi < \bar{\theta}_s < \pi$ ($\bar{\theta}_s = \frac{1}{2}\bar{\theta}_p + \frac{1}{2}\pi$)	$0 < \bar{\theta}_+ < \pi$ ($\bar{\theta}_+ = \frac{3}{2}\bar{\theta}_p - \frac{1}{2}\pi = 3\bar{\theta}_s - 2\pi$)

また ω_+ 波に対する臨界曲線を与える方程式として

$$(I \text{ の場合}) \quad \cos \bar{\theta}_p' = \cos \bar{\theta}_p - \frac{2}{3} \cot \frac{3}{4} \bar{\theta}_p \sin \bar{\theta}_p \quad (11)$$

$$(II \text{ " }) \quad \cos \bar{\theta}_p' = \cos \bar{\theta}_p - \frac{2}{3} \cot \left(\frac{3}{4} \bar{\theta}_p - \frac{\pi}{2} \right) \sin \bar{\theta}_p \quad (12)$$

$$(III \text{ " }) \quad \cos \bar{\theta}_p' = \cos \bar{\theta}_p - \frac{2}{3} \cot \left(\frac{3}{4} \bar{\theta}_p + \frac{\pi}{4} \right) \sin \bar{\theta}_p \quad (13)$$

$$(IV \text{ " }) \quad \cos \bar{\theta}_p' = \cos \bar{\theta}_p - \frac{2}{3} \cot \left(\frac{3}{4} \bar{\theta}_p - \frac{\pi}{4} \right) \sin \bar{\theta}_p \quad (14)$$

式(9), (12) および (14) は解が存在し得ないで, このことより ω_p 波が奇数番目の通過帯域にある限りにおいて ω_s 波は必ず通過帯域にあることを意味し, また n_p が奇数の場合には $(2/3)\pi < \bar{\theta}_p < \pi$ に, n_p が偶数の場合には $(1/3)\pi < \bar{\theta}_p < \pi$ に設計されると ω_+ 波は阻止できないことを知る. 式(10), (11) および (13) の解は, それぞれ臨界曲線 A, B および C として図4(a)(b)のようになる.

第2の臨界図表は信号波を n_s 番目の通過帯域に置くと ω_p および ω_+ 波が通過, 阻止のいずれの帯域にあるかを与えるものである. 前述のように式(3), (6) および表1の関係を使用して, $\bar{\theta}_p = \bar{\theta}_{cp}$, $\bar{\theta}_+ = \bar{\theta}_{c+}$ なる臨界状態を考えれば, ω_p 波に対する臨界曲線を与える方程式として

$$(I, II \text{ の場合}) \quad \cos \bar{\theta}_s' = \cos \bar{\theta}_s - \frac{1}{2} \cot \bar{\theta}_s \sin \bar{\theta}_s \quad (15)$$

$$(III, IV \text{ " }) \quad \cos \bar{\theta}_s' = \cos \bar{\theta}_s - \frac{1}{2} \cot \left(\bar{\theta}_s - \frac{\pi}{2} \right) \sin \bar{\theta}_s \quad (16)$$

ω_+ 波に対する臨界曲線を与える方程式としては

$$(I, IV \text{ の場合}) \quad \cos \bar{\theta}_s' = \cos \bar{\theta}_s - \frac{1}{3} \cot \frac{3}{2} \bar{\theta}_s \sin \bar{\theta}_s \quad (17)$$

$$(II, III \text{ " }) \quad \cos \bar{\theta}_s' = \cos \bar{\theta}_s - \frac{1}{3} \cot \left(\frac{3}{2} \bar{\theta}_s - \frac{\pi}{2} \right) \sin \bar{\theta}_s \quad (18)$$

式(16) および式(17)のIVの領域では解が存在し得ないで, このことから $\pi/2 < \bar{\theta}_s < \pi$ では ω_p 波を, $(2/3)\pi < \bar{\theta}_s < \pi$ では ω_+ 波をそれぞれ阻止することができないことを知る. 式(15), (17) および (18) の解をそれぞれ臨界曲線 D, E および F として, 図5のような臨界図表が得られる.

進行波形パラメロン増幅器の伝送線路としては, 可変容量素子を周期装荷した一つの装荷線路に対して励振波と信号波とを共通的に伝はんさせて進行波動作を行なわせる方式(以下単一伝送線路構成という)がまず与えられる. この方式で周期装荷線路中での励振波および信号波の伝はん特性を考えた場合注目すべきことは, 式(8)の条件が完全には満足できないのであって, $\omega_s \approx \omega_-$ の場合について

$$\theta_p' = 2\theta_s' + \delta\theta' \quad (19)$$

とすると, n_p が奇数のときは正の $\delta\theta'$ が, n_p が偶数のときには負の $\delta\theta'$ が必然的に生ずる. この $\delta\theta'$ を図4(a)(b)の臨界図表に重ねて示した.

進行波形構成として上述の単一伝送線路構成の外に、装荷線路には信号波のみ伝ばんさせて励振波は個々の可変容量素子にそれぞれ位相器を通して別々に加える方式および励振波用として他の伝送線路を用意する複合形伝送線路構成とが考えられる。これらの種々の方式について進行波形パラメトロン増幅器のための周期装荷線路の設計すべき領域を与えるものが図4(a)(b)および図5の臨界図表であって、その適用例として単一伝送線路構成および複合伝送線路構成の場合についてそれぞれ4. および5. の中で述べる。

4. 周期装荷形における利得・帯域特性

周期装荷線路が阻止帯域を有することの一つの効果的な利用方法として、前節で進行波形回路構成のための臨界図表を導いた。しかし一方において周期装荷線路における通過、阻止帯域特性は、周期装荷形の進行波形パラメトロン増幅器における利得、帯域特性を考える場合、以下に述べるような比帯域の定義を必要とするようになる。

周期装荷形の進行波形パラメトロン増幅器において、パラメトロン作用によって生ずる一区间あたりの伝ばん定数の実数部を \hat{a} とすると、 \hat{a} が比較的小さい場合の第一近似として次式のように与えられる⁽⁴⁾。

$$\hat{a} = -\frac{1}{4} \sqrt{\omega_s \omega_-} |c| \sqrt{Z_{os}'' Z_{o-}''} \quad (20)$$

ここに $|c|$ は可変容量素子が励振波によって励振されることによって生ずる可変容量振幅であり、 Z_{os}'' および Z_{o-}'' は、それぞれ信号波およびアイドル波に対する装荷線路の装荷中点区間特性インピーダンスである。

ここで増幅利得の帯域特性について考えると、まず ω_s と ω_- とは $\omega_0 = (1/2)\omega_p$ を中心にして $\pm \Delta\omega$ の関係にあることから $\sqrt{\omega_s \omega_-} = \omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}$ であり、 $\sqrt{\omega_s \omega_-}$ の項のみによって生ずる帯域特性は比較的広帯域であって、周期装荷形としての特徴的な帯域特性は周期装荷線路、通過帯域幅に関連して $\sqrt{Z_{os}'' Z_{o-}''}$ の項によって生ずる。

周期装荷形の進行波形パラメトロン増幅器において、表1に示したように n_p を奇数、偶数のいずれに設計するかによって相当の差異がある。しかし n_p を必要以上に大にすることは何ら価値がなくむしろ増幅帯域幅の見地から好ましくなく、 n_p が奇数、偶数の実際的な代表として $n_p=1$ および2の場合を考察す

れば充分である。 $n_p=1$ すなわち励振波を第1の通過帯域に設計する場合、 $\theta_s, \theta_- < \theta_p < \theta_{c1}$ であって、 ω_s および ω_- 波が阻止帯域に入ることはない。これに対して利得・帯域特性から見て周期装荷形として興味のある設計は、励振波を第2の通過帯域に置く場合 ($n_p=2$) である。

単一伝送線路構成の場合について $n_p=2$ に設計する場合を考える。この場合周期装荷線路としては ω_s および ω_p 波が通過帯域にあって、 ω_+ 波は阻止帯域に入るように設計すべきであり、したがって図4(b)の臨界図表において励振波についてはⅢの領域 ($0 < \theta_p < \pi/3$ すなわち $n_p=2$ の場合 $\pi < \theta_p < (4/3)\pi$) にあって臨界曲線AとCとで囲まれる範囲内に設計されるべきである。この場合信号波については図5の臨界図表においてⅢの領域 $\pi/2 < \theta_s < (2/3)\pi$ で臨界曲線Fより上の範囲内に入ることになる。 ω_s 波についての上述の範囲内での Z_{os}''/Z_0 を図3(b)から求めると $Z_{os}''/Z_0 > 1$ であることが知られる。これに対して $n_p=1$ に設計する場合を考えると、励振波について図4(a)の臨界図表においてⅠの領域にあって臨界曲線Bより上の範囲内に設計すべきであり、これに対応する信号波は図5の臨界図表のⅠの領域内で臨界曲線DとEとで囲まれる範囲内に入る。信号波についての上述の範囲内では $Z_{os}''/Z_0 < 1$ であることが図3(b)から知られる。以上のように $n_p=1$ の場合に比較して $n_p=2$ の場合にはより大きな Z_{os}'' が得られ、したがって1区間あたりの増幅利得が大になることが期待できる。しかし一方において増幅帯域幅は減少する。すなわち、 $n_p=2$ の場合 ω_s および ω_- は第1の帯域にあることから第1の通過帯域のしゃ断点に着目すれば式(3)、(6)から

$$\frac{\cos \theta_{c1} + 1}{\sin \theta_{c1}} = \frac{\theta_{c1}}{\theta_p} \frac{\cos \theta_p - \cos \theta_p'}{\sin \theta_p} \quad (21)$$

θ_s と θ_- とは $\theta_0 = (1/2)\theta_p$ を中心にして $\pm \Delta\theta$ の関係にあることから、 $\theta_{c1} - \theta_0 < \Delta\theta$ になると ω_s 波かまたは ω_- 波のいずれかが阻止帯域に入ってしまう、進行波形としてのパラメトロン作用が完成されなくなる、したがって $(\theta_{c1} - \theta_0)/\theta_0$ は $n_p=2$ の場合において進行波形動作を可能とする比帯域を意味していると理解される。

偶数区間からなる周期装荷形の進行波形パラメトロン増幅器において、増幅利得の単方向性の条件(励振波の伝ばん方向に対して信号波を反対方向に伝ばんされたとき増幅利得とならないための条件)としてE.D.

Reed^(b) の条件を一般化して,

$$\theta_p' = \frac{1}{2}\pi + n\pi \quad (n=0, 1, 2, \dots) \quad (22)$$

$n_p=2$ の場合式 (22) の条件を満足させるためには $\theta_p'=(3/2)\pi$ に設計すべきである。 $\theta_p'=(3/2)\pi$ とした

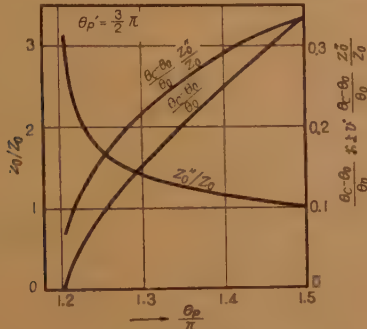
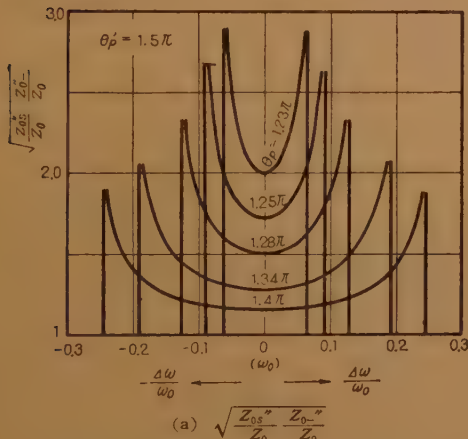
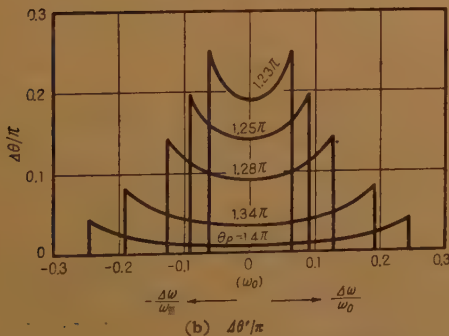


図6 $\frac{Z_0''}{Z_0}$, $\frac{\theta_c - \theta_0}{\theta_0}$ の関係

Fig. 6—Relation between $\frac{Z_0''}{Z_0}$ and $\frac{\theta_c - \theta_0}{\theta_0}$.



(a) $\sqrt{\frac{Z_{0s}''}{Z_0} \frac{Z_0''}{Z_0}}$



(b) $\Delta\theta'/\pi$

図7 $\theta_p' = \frac{3}{2}\pi$ の場合における $\sqrt{\frac{Z_{0s}''}{Z_0} \frac{Z_0''}{Z_0}}$, $\frac{\Delta\theta'}{\pi}$

Fig. 7—The value of $\sqrt{\frac{Z_{0s}''}{Z_0} \frac{Z_0''}{Z_0}}$ and $\frac{\Delta\theta'}{\pi}$

in case of $\theta_p' = \frac{3}{2}\pi$.

場合について, θ_p の関数として比帯域 $(\theta_{c1} - \theta_0)/\theta_0$ を式 (21) から計算し, さらに式 (1) から θ_0 における Z_0''/Z_0 を計算して図6に示した。この図より, 周期装荷形において Z_0''/Z_0 を大にして θ を大にせんとすれば必然的に比帯域が減少することを知る。この事情をより明らかにするために, $\theta_p'=(3/2)\pi$ の場合について θ_p をパラメータとして $\sqrt{Z_{0s}''Z_0''}/Z_0$ および $\Delta\theta' (= \theta_p' - \theta_s' - \theta_0')$ を図7(a) および (b) に示した。

5. 複合伝送線路による進行波形回路構成

すでに述べたように進行波形増幅器構成として三つの方式があるが, その中で周期装荷形として特に興味のあるものに複合形構成が考えられる。この方式は, 励振波用(線路I)および信号波用(線路II)として別々の伝送線路を用意するかまたは異なった伝はん姿態をあてるかして, 可変容量素子のみ両伝送線路に対して共通的に装荷させて進行波形増幅器を構成するものである。この場合両線路の位相速度を v_I および v_{II} , 特性インピーダンスを Z_{0I} , Z_{0II} とすれば, v_I と v_{II} および Z_{0I} と Z_{0II} の値は比較的自由に選定することが可能で, 設計の自由度が大になり得る。

複合伝送線路による構成の場合, まず励振波用の線路としては ω_p 波のみ通過帯域にあって ω_s および ω_+ 波は共に阻止帯域にあることがよい。したがって図4(a) (b) の臨界図表において, n_p が奇数の場合にはこのような設計は存在し得ず, n_p は偶数として $0 < \theta_p < \pi/3$ の範囲内で臨界曲線Aより上の領域に選定すべきことを知る。一方信号波用線路としては, ω_s のみ通過帯域にあって ω_p および ω_+ 波は共に阻止帯域にあることがよい。したがって図5の臨界図表より $0 < \theta_s < \pi/3$ の領域内にあって臨界曲線Dより上の範囲かまたは $\pi/3 < \theta_s < \pi/2$ の領域内にあって臨界曲線Fより上の範囲内に選定すべきである。

両線路に対する上述のような設計方針は, $v_I = v_{II}$ である限りにおいて矛盾するものである。何となれば上述のことを換言すれば, 線路IおよびIIでの ω_p 波のあてられる帯域を n_{pI} および n_{pII} としたとき n_{pI} は偶数に, n_{pII} は奇数にすべきことを意味していることになるからである。いま両線路の θ の関係を $\theta_{II} = \zeta\theta_I$ として $n_{pI}=2$ の場合について, 複合伝送線路における ω_s , ω_p および ω_+ 波の関係を $\zeta = 1/2, 3/4$ および 2 について図示したものが図8である。

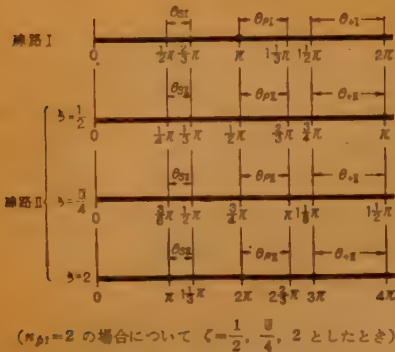


図 8 複合線路の設計例
Fig. 8—Design of compound transmission line.

複合線路構成の特長の一つとして、

$$\cos \theta_{pI} - \cos \theta_{pII} \zeta = \eta_I \theta_{pI} \sin \theta_{pI} - \zeta \eta_{II} \theta_{pI} \left\{ 1 - \frac{1}{4} \zeta \eta_{II} \theta_{pI} \tan \frac{\zeta}{2} \theta_{pI} \right\} \sin \zeta \theta_{pI} \quad (23)$$

の関係を満足すべく η_I と η_{II} との関係を選定すれば、 $\theta\theta'$ を零に設計できる。また装荷線路の外部回路との整合も、線路 I と II とで別々にできるために、 Z_{0pI}' と Z_{0pII}' とがどのような値であろうと問題にならない（単一伝送線路構成の場合には、前述のように $\theta\theta'$ が必然的に起こると共に、 $Z_{0pI}' \neq Z_{0pII}'$ であってしたがって装荷線路に対する外部回路との整合に際して何らかの周波数選別的な整合法を考案すべきことになる）。

複合線路による構成としては種々の回路が考えられるが、Engelbrecht の平衡形回路⁽⁴⁾はその一つの形式である。この場合 v_I と v_{II} とを調整する手段として図 9 (a) のような励振波および信号波の伝ばん姿態を考慮して同図 (b) のような位置に適当な誘電体を挿入することが考えられる。



(a) 平衡回路内での伝ばん姿態 (b) 位相速度調整装置
図 9 平衡形回路での伝ばん姿態および位相速度調整装置
Fig. 9—Propagating modes and phase velocity control of balanced circuit.

6. 装荷アームを装荷した進行波形増幅器

可変容量素子としての現在のダイオードは、その構造上マイクロ波帯で障壁容量と直列に相当量のインダ



図 10 ダイオードの等価回路
Fig. 10—Equivalent circuit of diode.



図 11 装荷アームの回路構成
Fig. 11—Loading arm circuit.

インピーダンス Z_{0L} で長さがそれぞれ l_1 および l_2 なる付加線路を付けた回路を考え（以後この回路を装荷アームと呼ぶ）、このような装荷アームを装荷して作られた図 12 のような 1 線路中点区間を考える。図 11 の装荷アーム回路は、非活性な回路として見た場合 ($|c|=0$ の場合) 図 13 のような等価回路で表さ

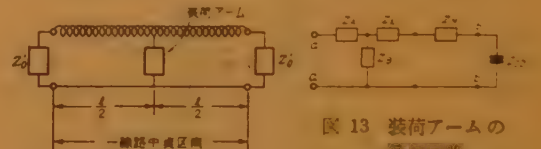


図 12 装荷アームを装荷した線路中点区間
Fig. 12—Mid-cable section loaded by loading arm.

図 13 装荷アームの等価回路
Fig. 13—Equivalent circuit of loading arm.

れ、同図より装荷アームの非活性時の入力アドミタンス Y_L を計算すると

$$Y_L = \frac{Z_A + Z_B - Z_M - Z_{C_0}}{Z_{0L}^2 + (Z_M + Z_{C_0})(Z_A + Z_B)} \quad (24)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} Z_{0L}^2 &= Z_A^2 + 2 Z_A Z_B \\ Z_A + Z_B &= -j Z_{0L} \cot \beta l_1 \\ Z_M - j \omega L_N &= -j Z_{0L} \tan \beta l_2 \\ Z_{C_0} &= -j (\omega C_0)^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

図 12 のような Z_{0L} で終端された 1 線路中点区間を考えた場合、装荷アームから見た装荷アームの負荷アドミタンスは $2 Y_{0L}' - Y_L$ である。したがって障壁容量から見た障壁容量の負荷アドミタンスを Y とすれば、 Y は図 13 の $a-a$ 端子にアドミタンス $2 Y_{0L}' - Y_L$ を接続して $b-b$ 端子から左を見たアドミタンスとして計算され、

$$Y = -Y_{C_0} + \frac{Y_{C_0}}{a + jb} \quad (26)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} a &= 1 - \sigma(1 + \kappa) \\ b &= -j\sigma\kappa Y_L / 2 Y_0'' \\ \sigma &= Z_{C_0} / (Z_A + Z_B + Z_M + Z_{C_0}) \\ 1 + \kappa &= Y_L (Z_A + Z_B) \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

可変容量素子が励振波で励振されている場合には、障壁容量の両端にかかっている交流電圧を V_X 、障壁容量を流れる電流を I_X とすると、

$$\begin{pmatrix} I_{Xs} \\ I_{X-}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\omega_s C_0 & j\omega_s \frac{c}{2} \\ -j\omega_- \frac{c}{2} & -j\omega_- C_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{Xs} \\ V_{X-}^* \end{pmatrix} \quad (28)$$

ここに * 印は共やく複素数を、またサフィックス $s, -$ はそれぞれ信号波およびアイドル波を意味する。式 (28) において V_{Xs} および V_{X-}^* はそれぞれ I_{Xs} が Y_s に、 I_{X-}^* が Y_-^* に流れることによって生ずるのであって、結果として活性時について障壁容量が示す信号周波数での実効アドミタンス \hat{Y}_s は

$$\hat{Y}_s = Y_{\cos} - \frac{\omega_s \omega_- \frac{|c|^2}{4}}{Y_-^* - Y_{C_0}} \quad (29)$$

ここで数式の簡単化のために $\omega_s \simeq \omega_-$ と近似して式 (29) に式 (26) を代入して、図13の等価回路により信号波に対する装荷アームの活性時における等価入力アドミタンス Y_L を計算すると、

$$\hat{Y}_L = Y_L + \hat{G}_L - j\hat{B}_L \quad (30)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} \hat{G}_L &= \frac{-\xi b Y_0''}{1 + \frac{1}{4} \xi^2 a^2}, \quad \hat{B}_L = \frac{1}{2} \xi a \hat{G}_L \\ \xi &= |c| / C_0 \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

で、表現の単純化のためにサフィックス $s, -$ を取去って記述した。

装荷アームを周期的に装荷した進行波形パラメトロン増幅器において、もし各装荷アームに対して励振波同期条件が満足されているならば、各装荷アームの代わりに上述の \hat{Y}_L を装荷した周期装荷線路と等価であると近似される。したがっていま $\xi a \ll 1$ と近似すると (ξ が非常に小さいかまたは後述のように装荷アームの調整によって $a \simeq 0$ となる場合)、パラメトロン動作によって生ずる1区間あたりの伝ばん定数の実

数部 \hat{a} は、

$$\hat{a} \simeq \frac{1}{2} Z_0'' \hat{G}_L \simeq -\frac{1}{2} \xi b \quad (32)$$

ここで a および b を装荷アームの回路定数で表現するために、式 (25) を式 (27) に代入して整理すれば、

$$\left. \begin{aligned} a &= -\frac{Z_0 L^2 \left(1 - \frac{Z_{C_0}}{Z_L}\right) - Z_M (Z_M + Z_{C_0})}{Z_0 L^2 - (Z_M + Z_{C_0})^2} \\ b &= \frac{-j \frac{1}{2} Z_0 Z_{C_0}'' \left\{ \left(\frac{Z_0 L}{Z_L} \right)^2 - 1 \right\}}{Z_0 L^2 - (Z_M + Z_{C_0})^2} \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

式 (33) において b を大にするためには

$$Z_M + Z_{C_0} \simeq 0 \quad (34)$$

にすべきであり、このことはダイオードの L_N, C_0 および後部付加線路の入力インピーダンス ($= jZ_{0L} \tan \beta L_0$) とをほぼ直列共振の状態に調整すべきことを意味する。またさらに $a \simeq 0$ にするための条件としては

$$Z_L \simeq Z_{C_0} \quad (35)$$

となる。式 (34) および式 (35) のように調整された場合、式 (32) の \hat{a} は

$$\hat{a} \simeq -\frac{1}{4} \omega Z_0'' |c| \left\{ 1 + \left(\frac{X_{C_0}}{Z_0 L} \right)^2 \right\} \quad (36)$$

となる。

ここで装荷アームのパラメトロン動作への効果を考えるために、障壁容量のみのダイオードを直接装荷した場合 $\hat{a} = -(1/4) \omega Z_0'' |c|$ (式 (20) で $\omega_s \simeq \omega_-$ の場合) であったことを想起すれば、装荷アームを使用して非活性的には障壁容量のみを装荷したのと同じ装荷インピーダンスになるようにした場合 ($Z_L = Z_{C_0}$)、 \hat{a} は実効的に $\{1 + (X_{C_0}/Z_0 L)^2\}$ 倍されるという興味ある結論に達する。しかし一方において式 (24) から $1/Y_L \cdot dY_L/d\omega$ を計算すると、 $1/Y_L \cdot dY_L/d\omega$ もまた $\{1 + (X_{C_0}/Z_0 L)^2\}$ に比例することから、増幅帯域幅は減少することになる。

7. 結 言

可変容量素子による周期装荷形の進行波形パラメトロン増幅器のための伝送線路の構成およびその設計について二、三の具体的指針を述べた。これらの考察は入出力回路部分 (周期装荷線路に対して励振波および信号波をそれぞれ適当な姿態で送入、出する回路) を含めた具体的なマイクロ波回路の構造設計⁽⁵⁾と共に、筆者の6000 Mc 帯の進行波形パラメトロン増幅

器の試作設計において導入された。実際には本論文で論及しなかった問題点として、可変容量素子の特性の不均一および回路構成上発生する不連続に起因する装荷線路内での有害な定在波、可変容量素子および回路中での抵抗損失等があり、今後より高次の理論および解析的な実験が必要であると考えられる。

最後に本研究に対して極めて有益な御指導をいただいた喜安通研究次長および桑田博士および橋本博士に深謝申し上げる。

文 献

- (1) P.K.Tien: "Parametric amplification frequency mixing in propagating circuits", J.A. Phys. **29**, 9, p 1343, (1958).
- (2) 斎藤: "Parametric Elements を含む伝送回路一特に進行波形 Parametric Amplifier について", 信学誌 **42**, 6, p 573, (1959).

- (3) 黒川, 浜崎: "分布形パラメトリック増幅器の一解析法", 信学誌 **42**, 6, p 579, (1959).
- (4) R.S. Engelbrecht: "A low-noise nonlinear reactance traveling-wave amplifier", I.R.E. **48**, 9, p 1655, (1958).
- (5) 石井, 浜田, 橋本: "6 Gc 進行波型パラメトロン増幅器, 電学会パラメトリック専委資, No. 9-25, (昭35-06), 昭35連大 1200.
- (6) T. Hashimoto, S. Hamada and Y. Ishii: "The experiments on the 6000 Mc traveling-wave parametric amplifier", International Congress on Microwave Tube München (June 1960).
- (7) G.M. Roe, M.R. Boyd: "Parametric energy conversion in distributed systems", I.R.E. **47**, 7, p 1213, (1959).
- (8) E.D. Reed: "The variable-capacitance parametric amplifier", Trans. I.R.E. **ED-6**, p 216, (1959).

(昭和 36 年 5 月 10 日受付)

UDC 621.375.9:621.382.2

大振幅励振時のパラメトリック増幅器の利得変動について*

正 員 布 施 正

(防衛大学校)

要約 パラメトリック増幅器においては、雑音指数の観点から、信号回路の Q は低く、したがってダイオードを用いた容量変形パラメトリック増幅器は、励振電圧が大振幅とならざるを得ないのが現状である。

本論文は逆方向バイアス電圧を加えた階段接合ダイオードを、大振幅の正弦波で励振した場合の障壁容量の励振周波数成分、および直流成分を計算して閉じた形の公式を導き、これを用いてパラメトリック増幅器の利得安定度について理論的に検討し、励振電圧変動にもとづく利得変動率についての理論式を導いて回路パラメータと利得安定度の関係を明らかにし、かつこれを実験的に確かめたものである。

1. 序 言

超高周波における低雑音増幅を目的とするパラメトリック増幅器の研究開発は、励振電力の観点から、主としてパラメトリック素子としてダイオードを用いた障壁容量変形のものに重点がおかれている。可変容量パラメトリック増幅器の動作に関して、重要なパラメータである変容量の励振周波数成分の振幅 C_{1p} 、および直流成分 C_0 は、ダイオードの特性、バイアス電圧ならびに励振電圧から定まる。逆方向バイアス電圧を加えたダイオードを正弦波で励振するとき呈する

C_{1p} および C_0 については、励振電圧の振幅が微小な場合の取扱については喜田氏らの発表⁽¹⁾があるが、パラメトリック増幅器の動作状態を考えてみるに、雑音指数および帯域幅の観点から、通常、信号回路と外部回路の結合を密にするため信号回路の Q は低く、したがって所要利得を得るに要する負コンダクタンスの絶対値は大となり、そのためには励振の振幅を増して C_{1p} を大きくしなければならない。したがってこのような条件のもとにおけるパラメトリック増幅器の動作を論ずるためには、大振幅励振に対してダイオードの呈する障壁容量の値を用いて解析をする必要があるが、これまで、大振幅励振時のパラメトリック増幅器の取扱についての発表はあまりないようである⁽²⁾。

本論文は、逆方向にバイアス電圧を加えたダイオードを大振幅の正弦波で励振する場合、任意の励振率**における C_{1p} および動的な C_0 の計算式を導き、こ

* Gain Fluctuations of the Parametric Amplifier under Large Swing Pumped Conditions. By TADASHI FUSE, Member (Defense Academy, Yokosuka). [論文番号 3410]

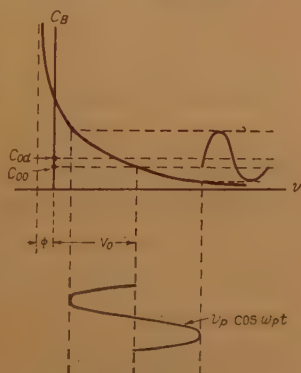
** 励振率とは励振電圧と実効バイアス電圧の比で α なる記号で表わすことにする。

れを用いて、パラメトリック増幅器のような、負性抵抗増幅器の主要な欠点であり、かつ実用するにあたって問題となる利得安定度（励振電圧変動に基因する利得変動率）について論じたものである。取扱の点から近似的にならざるを得ない部分もあるが、増幅器動作の傾向をみる上に大切な効果を、すべて閉じた形の公式として表わすことができたので、定量的な見通に便利であると思われるので報告する次第である。

2. 大振幅励振に対し接合ダイオードの呈する障壁容量

2.1 定性的考察

ダイオードに逆方向バイアス電圧 V_0 と、励振電圧 $v_p \cos \omega_p t$ を加えたときダイオードの呈する障壁容量の直流成分 C_0 は、励振電圧が微小振幅の場合は、図 1 において、逆方向バイアス電圧 V_0 に対応する C_{00} にほぼ等しいが、励振電圧の振幅が大きくなるにつれて、 C_0 は C_{00} から $C_{0\alpha}$ へと増加する傾向にある。このため、励振を加えた場合、パラメトリック増幅器の共振周波数が低い方へ移動することが認められると言われている⁽³⁾。また変化容量の励振周波数成分の振幅 C_{1p} についても、障壁容量は電圧の一次関数でないから、図 1 に示すごとく、障壁に正弦波電圧が加わった場合でも、障壁容量は正弦波状の変化をせず、ひずんだ形



の容量変化を示す。図 1 障壁容量の電圧特性の説明図
Fig. 1—An illustration of voltage dependent characteristics of barrier capacity.

の振幅が大きくなると、 C_{1p} は励振電圧 v_p に比例しなくなることが容易に推定される。

2.2 定量的取扱

大振幅励振の場合においても、励振電圧が周期的に変化すれば障壁容量の変化も周期的であるから、1 より小さい任意の励振率に対して障壁の変化容量をフーリエ級数に展開して、フーリエ係数を求めることを考えてみる。この場合障壁容量の C_0 および C_{mp} ($m=1, 2, 3, \dots$) は、微小振幅の信号電圧 v_s またはアイドリング電圧 v_i に対する dq/dv_s または dq/dv_i であ

り、励振電圧自体に対する dq/dv_p でないことに注意すれば、障壁容量 C_B は

$$C_B = C_0 + \sum_{m=1}^{\infty} C_{mp} \cos(m\omega_p t + \theta_{mp}) \quad (1)$$

の形に展開することができる。

逆方向にバイアス電圧を加えたダイオードを純正弦波で励振した場合、障壁容量の非直線性のため、障壁に加わる励振電圧は、厳密には純正弦波とはならないが、励振周波数におけるダイオードの Q が大きく、かつ励振電源回路の出力インピーダンスが低い場合は障壁に正弦波電圧が加わるものと近似して差しつかえない。この条件のもとで、式 (1) のフーリエ係数 C_0 , C_{mp} を求めると、 C_B が偶関数であることに注意すれば

$$C_0 = \frac{K_c}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{d\theta_p}{(V + v_p \cos \theta_p)^n} + C_s \quad (2)$$

$$C_{mp} = \frac{K_c}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos m\theta_p}{(V + v_p \cos \theta_p)^n} d\theta_p \quad (3)$$

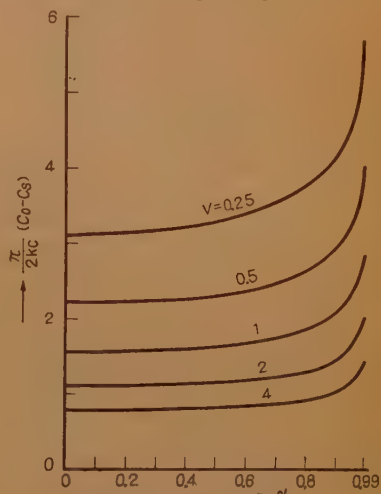


図 2 C_0 と α の関係
Fig. 2—Relations between C_0 and α .

ただし $V = \phi + V_0$, $V > v_p$, V_0 = 印加バイアス電圧, ϕ = 接合部の接触電位差, $\theta_p = \omega_p t$, K_c = 材質と構造から定まる定数, C_s = 針の先端と鉗石の間の漂遊容量, $n = 1/2, \dots$ 階段接合の場合。

階段接合の場合について C_0 および C_{1p} を求めると式 (4), (5) となる⁽⁴⁾。

$$C_0 = \frac{2K_c}{\pi\sqrt{V}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\alpha}} K(k) + C_s \quad (4)$$

$$C_{1p} = \frac{4K_c}{\pi\sqrt{V}} \left\{ \frac{1}{\alpha\sqrt{1+\alpha}} K(k) - \frac{\sqrt{1+\alpha}}{\alpha} E(k) \right\} \quad (5)$$

ただし $\alpha = v_p/V$, $k = \sqrt{2\alpha/(1+\alpha)}$, $K(k) = k$ を母数とする第1種の完全楕円積分, $E(k) = k$ を母数とする第2種の完全楕円積分

図2,3は基本波励振の場合に重要なパラメータである C_0 および C_{1p} の計算値を, 実効バイアス電圧 V をパラメータとし, 励振率 α を変数として表わしたものである. 数値計算は Flügge の超越関数表⁽⁹⁾によった.

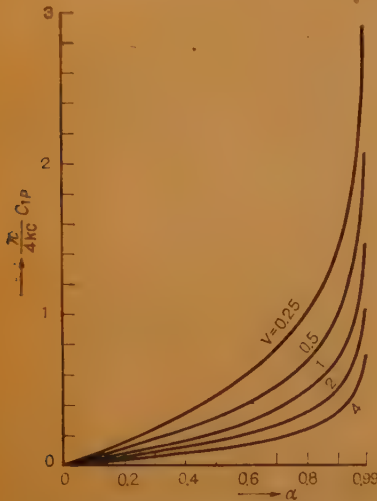


図3 C_{1p} と α の関係

Fig. 3—Relations between C_{1p} and α .

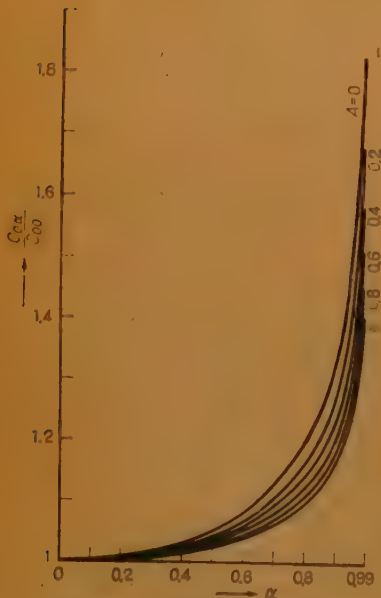


図4 C_{0a}/C_{00} と α の関係

Fig. 4—Relations between C_{0a}/C_{00} and α .

2.1 で述べた励振によって C_0 が静的な値からずれる割合は, いま

$$A' = \frac{\pi C_0}{2 K(k) K(0)}, \quad A = \sqrt{V} A', \quad B = \sqrt{1+\alpha} \frac{K(0)}{K(k)}$$

とおけば次式で表わされる.

$$\frac{C_{0a}}{C_{00}} = \frac{1}{\sqrt{1+\alpha}} \cdot \frac{K(k)}{K(0)} \cdot \frac{1+AB}{1+A} \quad (6)$$

ただし C_{00} = 励振を加えない場合の障壁容量

C_{0a} = 励振率 α の励振電圧を加えたときの障壁容量の直流成分

式(6)において, $(1+AB)/(1+A)$ が C_0 の影響を表わす項であり, 実効バイアス電圧の絶対値が大きいほど, また励振率が小さいほど C_0 の影響の仕方が大きいことを表わしている. 図4は式(6)の計算結果で, 励振にともなう C_0 の増加割合を示している. C_{0a}/C_{00} は励振率, 実効バイアス電圧, 比源遊容量の関数であるが, 比源遊容量と実効バイアス電圧の1/2乗の積をパラメータにとり, 励振率を変数として一つの図に表わしてある. たとえば励振率を90%とすると, C_0 は励振がない場合に比べ, $A=0$ の場合30% $A=1$ の場合でも15%も増加することがわかる. また C_{1p} についても, C_{1p} が励振電圧に比例すると近似できる範囲は, 励振率30%程度までである. したがってパラメトリック増幅器の動作を解析する場合, 微小振幅励振の公式⁽¹⁾では C_0 が励振に無関係な一定値となり, C_{1p} が励振電圧に比例することになるのでこれを大振幅励振の場合に適用するのは適当でなく, 式(4), (5)で示した動的な取扱をする必要があると考えられる.

3. 励振電圧変動にもとづく利得変動

パラメトリック増幅器の安定度に影響を及ぼす要因としては, (1) 温度変化, (2) 信号源および負荷のインピーダンス変化, (3) バイアス電圧変動, (4) 励振電源の変動などが考えられるが, これらのうちで

* A' は比源遊容量を表わす, すなわち, 逆方向にバイアス電圧を加えたダイオードの鉍石部分の等価回路図5における, 実効バイアス電圧1Vのときの, 無励振時の C 対 C_0 の比を意味する.



図5 ダイオードの鉍石部分の等価回路

Fig. 5—An equivalent circuit concerning the crystal of the diode.

実用上安定度を損う大きな原因は、励振電源の変動であると考えられる。これには励振電源の周波数変動にもとづくもの、および出力レベル変動にもとづくものが考えられる。周波数変動による利得変動は、信号回路およびアイドリング回路ともにそれぞれの周波数に共振しているときには、変動の向は必ず利得の減小の方向であるが、出力レベル変動による利得変動は、レベル変動の向に応じて、変動の向も、減小または増大を示す。高利得で動作している場合、利得の増大の向の変動は、負性コンダクタンス増幅器の性質上容易に発振状態に引込まれ、致命的な障害となる。

3.1 理論的考察

大振幅励振の場合、 v_p の変動と 利得変動の関係はやや複雑である。それは単に C_{1p} が v_p に比例しなくなると言う点だけではなく、式(4)が示すように C_0 も v_p の変動の影響をうけるからである。

励振電圧変動にもとづく利得変動率 S_{vp} は、励振電圧の変化率 dv_p/v_p と、利得の変化率 dg/g の比として定義される^{(6),(7)}。式(4)、(5)にもとづいて大振幅励振時の励振電圧変動にもとづく利得変動率を求めてみる。図6の等価回路で表わされるパラメトリック増幅器の、サセプタンスを含む場合の利得の一般式は次式で表わされる。(付録1参照)

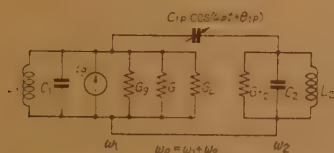


図6 可変容量パラメトリック増幅器の等価回路
Fig. 6—An equivalent circuit of the variable capacitance parametric Amplifier.

$$g = \frac{4 G_0 G_L}{\left\{ G_{T1} - \frac{G}{1 + (B_2/G_{T2})^2} \right\}^2 + \left\{ B_1 - \frac{G \cdot B_2/G_{T2}}{1 + (B_2/G_{T2})^2} \right\}^2} \quad (7)$$

$$\text{ただし } G = \omega_1 \omega_2 C_{1p}^2 / 4 G_{T2} \quad (8)$$

$$G_{T1} = G_0 + G_L + G_{c1} + G_{d1}, \quad G_{T2} = G_{c2} + G_{d2},$$

$$B_1 = \omega_1 C_1 - 1/\omega_1 L_1, \quad B_2 = \omega_2 C_2 - 1/\omega_2 L_2,$$

$$G_{d1} = (\omega_1 C_0)^2 R_s, \quad G_{d2} = (\omega_2 C_0)^2 R_s,$$

$$C_1 = C_{c1} + C_0, \quad C_2 = C_{c2} + C_0,$$

ここに、 G =パラメータ励振によって生ずる信号回路側からみた負コンダクタンス、 G_0 =信号源コンダクタンス、 G_L =負荷コンダクタンス、 G_{c1} =信号回路自

身のコンダクタンス、 G_{c2} =アイドリング回路自身のコンダクタンス、 G_{d1} =ダイオードの損失にもとづく信号回路のコンダクタンス、 G_{d2} =ダイオードの損失にもとづくアイドリング回路のコンダクタンス、 C_{c1} =信号回路自身の静電容量、 C_{c2} =アイドリング回路自身の静電容量、 ω_1 =信号角周波数、 ω_2 =アイドリング角周波数、 R_s =ダイオードの広がり抵抗。

これらのうち、 C_{1p}, C_0 を含む項はすべて励振電圧の関数であるが、信号回路と信号源の結合が密で $G_{T1} \approx G_0$ の場合には、 G_{T1} は励振電圧に無関係な定数とみなせるから、励振電圧の微小変化にもとづく利得の微小変化割合は、次式で表わされる。

$$\frac{dg}{dv_p} = \frac{\partial g}{\partial G} \cdot \frac{\partial G}{\partial v_p} + \frac{\partial g}{\partial B_1} \cdot \frac{\partial B_1}{\partial v_p} + \frac{\partial g}{\partial B_2} \cdot \frac{\partial B_2}{\partial v_p} + \frac{\partial g}{\partial G_{T2}} \cdot \frac{\partial G_{T2}}{\partial v_p} \quad (9)$$

取扱を簡単にするため、 C_{1p}, C_2 の変動を無視すると、式(9)の2, 3, 4項は零となるので

$$\frac{dg}{dv_p} = \frac{\partial g}{\partial G} \cdot \frac{\partial G}{\partial v_p} \quad (10)$$

となる。 $G_{c2} \ll G_{d2}$, かつ比漂遊容量 $A' \ll 1$ の場合、中心周波数における利得変動率 S_{vp} は

$$S_{vp} = \frac{dg/g}{dv_p/v_p} = \sqrt{g} \cdot \frac{1}{\sqrt{G_0 G_L}} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \{N(\alpha) + P(\alpha)\} \quad (11)$$

ただし

$$N(\alpha) = \frac{\alpha}{K^2(k)} \left(\frac{1}{\alpha \sqrt{1+\alpha}} K(k) - \frac{\sqrt{1+\alpha}}{\alpha} E(k) \right)^2 \cdot \left\{ K(k) - \sqrt{\frac{2}{\alpha(1-\alpha)}} \left(\frac{E(k)}{k(1-k^2)} - \frac{K(k)}{k} \right) \right\}$$

$$P(\alpha) = 2\alpha \sqrt{1+\alpha} \frac{1}{K^2(k)}$$

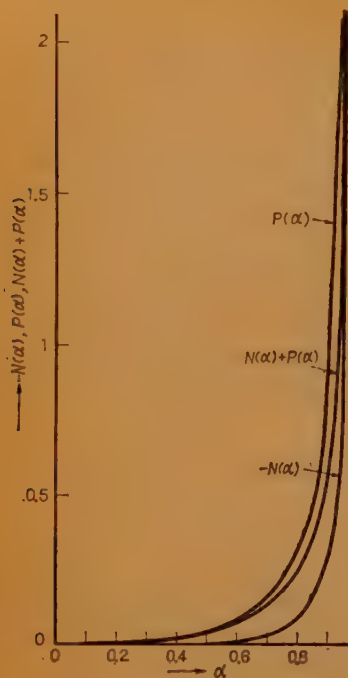
$$\cdot \left(\frac{\sqrt{1+\alpha}}{\alpha} E(k) - \frac{1}{\alpha \sqrt{1+\alpha}} K(k) \right)$$

$$\cdot \left[\frac{1}{2\alpha^2} \left\{ \frac{2+3\alpha}{1+\alpha} K(k) - (2-\alpha) E(k) \right\} \right.$$

$$+ \sqrt{\frac{1}{2\alpha^2(1+\alpha)}} \left\{ \frac{E(k) - K(k)}{k} \right.$$

$$\left. - \frac{1}{1+\alpha} \left(\frac{E(k)}{k(1-k^2)} - \frac{K(k)}{k} \right) \right\} \left. \right]$$

ここで、 $N(\alpha) + P(\alpha)$ は図7に示すような、励振率 α のみについての単調増加関数である。

図7 $N(\alpha) + P(\alpha)$ と α の関係Fig. 7—Relations between $N(\alpha) + P(\alpha)$ and α .

式(11)はつぎのような物理的内容を表わしている。すなわち、いま励振電圧 v_p が Δv_p だけ増加したとずる。それによって、(1) C_0 が ΔC_0 増加し、 G_{d2} が増加して利得を減小させる方向に作用する。 $N(\alpha)$ (負)がこれを表わしている。(2) C_{1p} が ΔC_{1p} 増加し利得を増加する方向に作用する。 $P(\alpha)$ (正)がこれを表わしている。両者の作用のうち(2)の C_{1p} の増加による利得の増加割合が C_0 の増加による利得の減小割合より大きく、結局図7に示すような利得変動率を生ずる。式(11)はある利得における利得変動率は、その利得を得るに要する励振率が大きくなるにつれ急激に大となることを示している。 G_{c2} および C_0 の影響は、 G_{c2} および C_0 が大になるほど式(8)の分母が定数に近づくので、式(11)の $N(\alpha)$ (負)の絶対値が零に近づく。

つぎに、回路定数ならびに動作点と利得変動率の関係を式(11)にもとづき検討する。

3.1.1 信号回路のコンダクタンスと利得変動率の関係 式(7)、(8)より、中心周波数においては

$$C_{1p} = 2\sqrt{\frac{G_{T1}}{\omega_1 \omega_2}} \left(G_{T1} - 2\sqrt{\frac{G_0 G_L}{g}} \right) \quad (12)$$

式(12)において $G_{T1} = G_0 + G_L + G_{c1} + G_{d1}$ 、かつ $G_0 + G_L \geq 2\sqrt{G_0 G_L}$ であることに注意すれば、一定利

得を得るに必要な C_{1p} は、 G_{T1} が大なるほど大であることがわかる*。また C_{1p} は式(5)より α についての単調増加関数であるから、 G_{T1} が大なるほど、一定利得を得るに要する励振率は大となる。故に式(11)より、信号回路自身のコンダクタンス G_{c1} が大なるほど利得変動率は大となる。また G_0 、 G_L に関しては、 G_0 、 G_L を大にした場合は、式(11)の $(N(\alpha) + P(\alpha)) / \sqrt{G_0 G_L}$ の分母とともに大となるので、利得変動率には大きな影響を与えない。

3.1.2 アイドリング回路のコンダクタンスと利得変動率の関係 式(12)はまた、一定利得を得るに要する C_{1p} は G_{T1} が大なるほど大なることを示している。したがって、 G_{T1} が大なるほど、一定利得を得るに要する励振率は大となる。式(11)は α に関して単調増加であるからアイドリング回路自身のコンダクタンス G_{c2} の大なるほど利得変動率は大となる。

3.1.3 バイアス電圧と利得変動率の関係 アイドリング回路のコンダクタンスが、ダイオードの損失にもとづくコンダクタンスのみとみなせる場合式(12)は

$$\frac{C_{1p}}{C_0} = 2\sqrt{\frac{\omega_1 R_s}{\omega_1}} \left(G_{T1} - 2\sqrt{\frac{G_0 G_L}{g}} \right) \quad (13)$$

となり、所要利得に対して C_{1p}/C_0 が定まる。 C_{1p}/C_0 は式(4)、(5)より

$$\frac{C_{1p}}{C_0} = \frac{2}{\alpha} \cdot \frac{1 - (1 + \alpha)E(k)/K(k)}{1 + AB} \quad (14)$$

となり、図8に示す曲線で表わされる。図8より、比漂遊容量が小さい場合は、 C_{1p}/C_0 はバイアス電圧にはあまり関係しない。したがってこの場合は、バイアス電圧の影響は少ない。つぎにアイドリング回路自身の損失が無視できない場合について考える。その極端な場合として、 G_{T1} が定数の場合を考えれば式(12)よりこの場合は所要利得に対して C_{1p} のみが定まる。式(5)または図3は、一定の C_{1p} を得る実効バイアス電圧 V と励振率 α の組合わせは無数に存在することを示しており、逆方向バイアス電圧が大になるほど励振率 α も大となる。したがって、この関係および式(11)より、逆方向バイアス電圧が大きいほど利得変動率は大となる。

3.2 実験結果⁽¹⁾と考察

実験には、VHF 帯の同軸形パラメトリック増幅器⁽¹⁾を用いた。実験回路は図9に示すとおりで、パラメ

* $G_{T1} \approx G_{d1}$ の場合には式(13)より G_{T1} が大なるほど C_{1p}/C_0 が大となるのであるが、 C_{1p}/C_0 も C_{1p} と同様に α についての単調増加関数であるから以下の議論には差しつかえない。

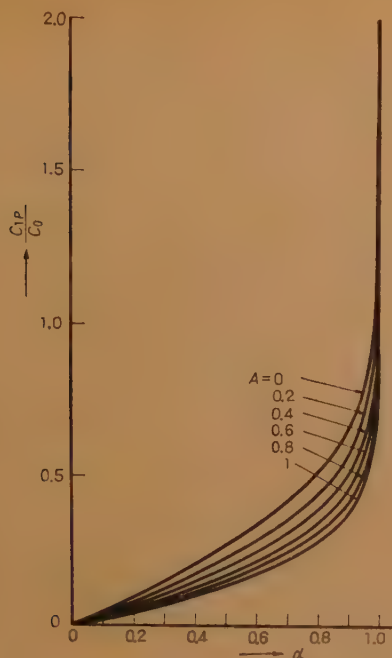


図 8 C_{1p}/C_0 と α の関係
Fig. 8—Relations between C_{1p}/C_0 and α .

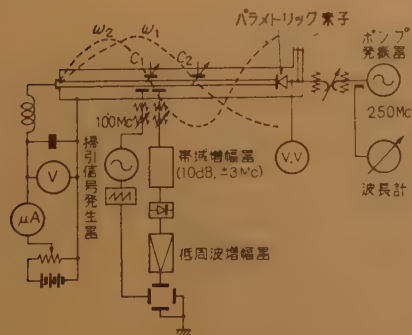


図 9 実験回路
Fig. 9—The experimental circuit.

トリック増幅器の信号回路およびアイドリング回路を構成する共振器は、信号周波数の波の電圧節点と、アイドリング周波数の波の電圧節点が異なった位置に生ずるようになっている。信号周波数に対する共振調整素子 C_1 は、アイドリング周波数の波の電圧節点の位置に設け、またアイドリング周波数に対する共振調整素子 C_2 は信号周波数の波の電圧節点の位置に設け、信号周波数およびアイドリング周波数の共振の調整をほぼ独立に行なえるようにすると共に、 C_1 または C_2 の位置にアドミタンスを付加調整することにより、信号回路の Q (Q_1) およびアイドリング回路の Q (Q_2)

を独立に変えられるようにした。

実験は信号周波数 100 Mc，励振周波数 250 Mc で行ない、パラメトリック素子にはゴールドボンド形の SD 16 を用いた、図 10 に実験に用いた SD 16 の特性を示す。励振電圧はダイオードの端子電圧を真空管電圧計で測定した。利得変動率は v_p 対 g の曲線から算出した。利得は励振電圧の一次関数ではないから利得変動率の値は $\Delta v_p/v_p$ の値のとり方に関係し、 $\Delta v_p/v_p$ の値が小さいほど利得変動率の定義に忠実なわけである。図 11~13 に示した結果の算出に用いた $\Delta v_p/v_p$ の値は 1% 以下とした。

3.2.1 Q_1 と利得変動率の関係

図 11 は、バイ

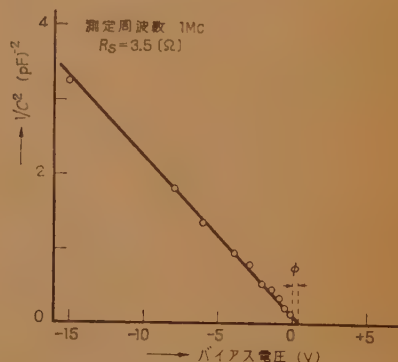


図 10 実験に使用した SD 16 の特性
Fig. 10—The characteristics of SD 16 used in the experiment.

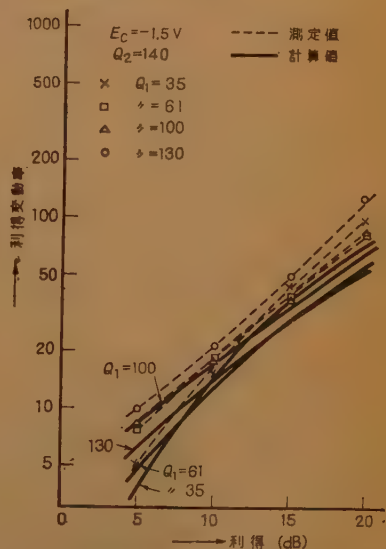


図 11 信号回路の Q と利得変動率の関係
Fig. 11—Relations between Q of the signal circuit and gain fluctuation factor.

アス電圧およびアイドリング回路の Q を一定とし、図 9 の C_1 の位置で結合された信号源および負荷の結合を同時に変えて Q_1 を変化したときの、利得変動率の測定結果を示したものである。理論値との対応を調べるにあたって、まず $\sqrt{G_s G_L}$ と Q_1 の関係を求めると、この実験では信号源と負荷の結合は対称になっているから

$$G_s = G_L = G_e \quad (15)$$

したがって G_e と Q_1 の関係は、信号回路の無負荷時の Q を Q_{10} とし、負荷時の Q を Q_{1f} とすれば

$$\frac{G_e}{G_{er}} = \frac{Q_{1f}(Q_{10} - Q_{1f})}{Q_{1f}(Q_{10} - Q_{1f})} \quad (16)$$

ただし $G_{er} = Q_{1f}$ に対応する結合コンダクタンス、となる。(付録 2 参照)

式 (16) の関係を用いて式 (11) を測定値との対応を調べるのに便利なように変形すると

$$\begin{aligned} S_{ep} &= \frac{1}{G_e} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \sqrt{g} \{N(\alpha) + P(\alpha)\} \\ &= K \sqrt{g} \{N(\alpha) + P(\alpha)\} \frac{Q_{1f}(Q_{10} - Q_{1f})}{Q_{1f}(Q_{10} - Q_{1f})} \end{aligned} \quad (17)$$

ただし

$$K = \frac{1}{G_{er}} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot \frac{1}{R_s}$$

となる。図 11 に実線で示した理論値は、 $Q_1=100$ 、 $Q_2=140$ 、 $g=5$ dB のときの理論値と実測値を重ね合わせて $K=65$ とし、式 (17) によって計算した値を示したものである。測定値、理論値ともに、 G_s 、 G_L は利得変動率には大きく影響しないことを示している。

3.2.2 Q_1 と利得変動率の関係 図 12 はバイアス電圧および信号回路の Q を一定とし、図 9 の C_1 の位置に抵抗を付加して Q_2 を変化した、利得対利得変動率を測定した結果を示したものである。この実験では信号回路の結合コンダクタンス G_s は一定であるので式 (11) は

$$S_{ep} = K \sqrt{g} \{N(\alpha) + P(\alpha)\} \quad (18)$$

と書ける。この実験では $Q_1=100$ 一定として行なったから、式 (18) の K の値としては、3.2.1 で決めた K の値をとらねばならない。図 12 に実線で示した理論値は式 (18) による計算値である。この結果をみると、パラメータ Q_2 による利得変動率の相違がはっきりと表われており、 Q_2 が小さいほど利得変動率が大きくなることを示している。

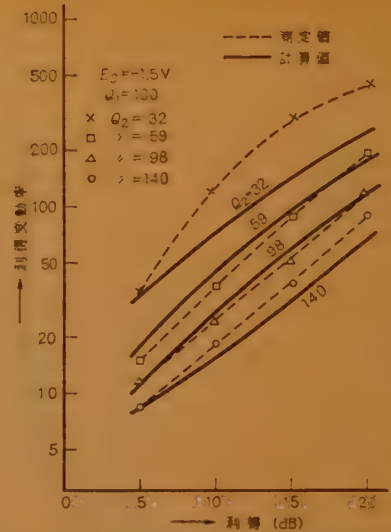


図 12 アイドリング回路の Q と利得変動率の関係
Fig. 12—Relations between Q of the idling circuit and gain fluctuation factor.

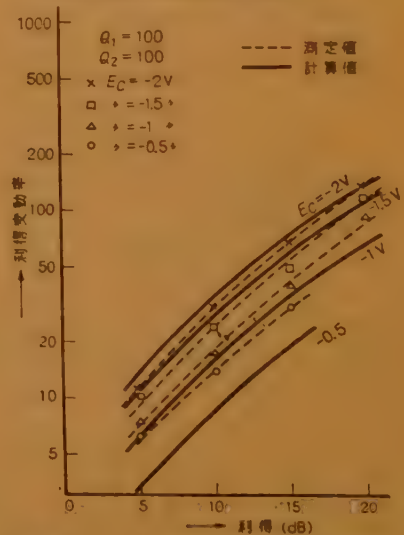


図 13 バイアス電圧と利得変動率の関係
Fig. 13—Relations between bias voltage and gain fluctuation factor.

3.2.3 バイアス電圧と利得変動率の関係 図 13 は Q_1 、 Q_2 を一定とし、バイアス電圧を変えて、利得対利得変動率を測定した結果を示したものである。バイアス電圧を変化すると、 Q_2 の値も変わるので、この実験では図 9 の C_1 の位置に、各バイアス電圧に応じて適当な値の抵抗を挿入して、 Q_2 を一定に保つようにした。また Q_1 については、信号源および負荷の結合を密にして一定値に保った。したがってこの実験に

対する理論式は式(18)の形となる。また $Q_1=100$ であるから、定数 K も当然 3.2.1 で定めた値をとらねばならない。図13をみると、逆方向バイアス電圧が大きいくほど利得変動率が大きくなる傾向を理論値、測定値ともはっきり示している。

3. 結 言

逆方向バイアス電圧を加えた階段接合ダイオードを大振幅の正弦波で励振した場合、ダイオードの呈する障壁容量の励振周波数成分を、関数表から容易に数値の知られる完全楕円積分の結合形で閉じた形で表わした。また微小振幅励振の場合には励振電圧と無関係と考えられていた障壁容量の直流成分も、励振電圧の関数として取扱う必要があることを明らかにし、同様な形で表わした。これらにもとづいて、大振幅励振時のパラメトリック増幅器の解析の一例として、励振電源のレベル変動にもとづく利得変動率の検討を行ない。

(1) 信号回路自身のコンダクタンスが小さいほど安定度は良い。

(2) 信号回路へ結合される信号源および負荷コンダクタンスの大小は、安定度には大きな影響をあたえない。

(3) アイドリング回路自身のコンダクタンスは小さいほど安定度は良い。

(4) 逆方向バイアス電圧の小さいほど安定度は良く、アイドリング回路自身のコンダクタンスが、ダイオードの損失にもとづくコンダクタンスに比べ小さくなるにしたがって、バイアス電圧の安定度に及ぼす影響は緩和される。

ことなどを明らかにした。これは実験結果ともかなりよく一致している。

おわりに、御指導下さった本学、安宅教授、三枝助教授、都立大学、小笠原助教授、パラメトリック増幅器専門委員会において討論の機会を与えられ、かつ有益な御指示を賜った斎藤委員長はじめ御討論下さった委員各位に深謝する。

文 献

- (1) 喜田、杉山：“シルバ・ボンド・ダイオードの非直線性障壁容量について”，信学誌，42，12，p 1188，(昭 34-12)。

- (2) K.E. Mortenson：“Parametric diode figure of merit and optimization”，J.A. Phys., 31, 7, p 1207, (July 1960).
 (3) 電電公社・通研・無線課：“6 Gc 帯共振型パラメトリック増幅器”，パラメトリック増幅器専委資，p 13.
 (4) 布施，三枝：“ダイオードの障壁容量変化を利用したパラメータ増幅器の動作点設定に関する一考察”，マイクロ波伝送研専委資，p 7, (昭 35-10).
 (5) W. Flüge：“Four-place tables of transcendental functions”，Pergamon Press L.T.D., London, (1954).
 (6) H.E. Rowe：“Some general properties of non-linear elements, II, Small signal theory”，I.R. E., 46, 5, p 856, (May 1956).
 (7) H.W. Bode：“Network analysis and feedback amplifier design”，p 52, D. Van Nostrand Co. Inc., New York, N.Y.:(1945).
 (8) 布施，三枝：“ダイオードを用いたパラメトリック増幅器の安定度について”，昭 35 連大，1216.
 (9) 布施，三枝：“市販ダイオードを用いた VHF 帯パラメトリック増幅器について”，昭 35 信学全大，216.
 (10) H. Heffner, G. Wade：“Gain, band width and noise characteristics of the variable-parameter amplifier”，J.A. Phys., 29, 9, p 1324, (Sept. 1958).

付 録

1. 式(7)の誘導

信号回路より、 C_{1p} を含めてアイドリング回路をみた実効アドミタンスを $Y(\omega_1) = -\omega_1 \omega_2 C_{1p}^2 / 4 Y_2^*$ ，ただし、 $Y_2 = G_{T2} + j(\omega_2 C_2 - 1/\omega_2 L_2)$ として⁽¹⁰⁾，負荷で消費される電力と信号源からの有能電力の比を計算すれば式(7)を得る。

2. 式(16)の誘導

$$Q_{10} = 1/X_{c1} G_0 \quad (19)$$

$$Q_{1r} = 1/X_{c1} (G_0 + 2 G_{er}) \quad (20)$$

ただし、 G_0 = 無負荷時のコンダクタンス、式(19) (20)より

$$2 G_{er}/G_0 = (Q_{10} - Q_{1r})/Q_{1r} \quad (21)$$

同様に、

$$2 G_e/G_0 = (Q_{10} - Q_{1l})/Q_{1l} \quad (22)$$

(21), (22) より

$$\frac{G_e}{G_{er}} = \frac{Q_{1r}(Q_{10} - Q_{1l})}{Q_{1l}(Q_{10} - Q_{1r})}$$

(昭和35年12月23日受付，36年5月30日再受付)

UDC 621.395.3

交換方式の最適設計について*

正 員 秋 丸 春 夫

(電気通信研究所)

要約 電話交換システムを構成する機器・回線の数量はトラヒック理論により与えられるが、一般にその解析的表示ができなため、従来交換方式の理論的な取扱いに不便であった。この論文では出線関数とその微係数の導入による交換方式の最適設計の手法につき述べる。応用例として2段接続クロスパー交換方式の最適出線複式と、これを考慮したフレームの最適呼量容量につき論じ、実用交換機についての計算例を示す。

1. 序 言

電話交換網は交換機と回線よりなる大規模なシステムでその根幹をなす交換方式の経済的設計は特に重要である。交換機器および回線数算出の基礎となるトラヒック理論は古くから研究され今日では一応の理論的体系ができてい。しかし一般に出線数の解析的な表示ができないため交換方式の最適設計理論は従来余り発展しておらず、主として経験と直感とにより最適条件が求められて来た。

この論文では出線関数の概念を導入し、それ自身の解析的表示ではなく、その微係数の評価式と各変数に対する微係数間の関係を明らかにし、交換方式の最適化 (Optimization) に現われる非線形計画問題の解法を可能とする。応用例として2段接続クロスパー交換方式の出線複式とフレーム呼量容量の問題を論じ、わが国の標準方式の1つであるC5形交換機⁽⁷⁾の設計法の基礎を与える。

2. 出線関数の微係数

トラヒック理論において出線数 t は呼量 a その他の変数と共にサービス評価式により陰関数の形で与えられる。この論文では t を a その他の変数の関数と考へて出線関数と呼び、連続量に拡張して微係数を求める⁽¹⁾。任意の交換線群について出線関数を定義できるが、以下主要なものについて述べる。

2.1 即時式完全線群

入線無限の即時式完全線群の呼損率 $E_t(a)$ は Erlang B 式として知られ⁽¹⁾、第2種の不完全ガンマ関数

$$\Gamma(t+1, a) \equiv \int_a^\infty x^t e^{-x} dx = e^{-a} t! \sum_{r=0}^t \frac{a^r}{r!} \quad (1)$$

を用いて t を連続量に拡張でき

$$E_t(a) = \frac{a^t}{t!} \left/ \sum_{r=0}^t \frac{a^r}{r!} \right. = \frac{a^t e^{-a}}{\Gamma(t+1, a)} \quad (2)$$

と書ける。 $E_t(a) = E_t$ と略記すれば、その a, t に関する偏微係数は

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_t}{\partial a} &= \left(\frac{t}{a} - 1 + E_t \right) E_t \\ \frac{\partial E_t}{\partial t} &= \left\{ \log a - \frac{\partial}{\partial t} \log \Gamma(t+1, a) \right\} E_t \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

となる^{(3),(4)}。ここで $\Psi(t+1, a) \equiv \frac{\partial}{\partial t} \log \Gamma(t+1, a) - \log a$ と置けば、その評価式として

$$\begin{aligned} \Psi(t+1, a) &= \frac{t!}{\Gamma(t+1, a)} \sum_{r=0}^t \frac{\Gamma(r, a)}{r!} \\ &= \left\{ \sum_{r=0}^{t-1} \frac{1}{r+1} P_r(a) - E_t(-a) \right\} / P_t(a) \end{aligned} \quad (4)$$

が得られる。ここに $P_r(a)$ は Poisson 分布の r 以下の部分和、 $E_t(-a)$ は積分指数関数である (付録参照)。式(4)を用いて $\partial E_t / \partial t$ の数値計算が可能となる。

呼損率一定すなわち $E_t = B$ における t の a に関する

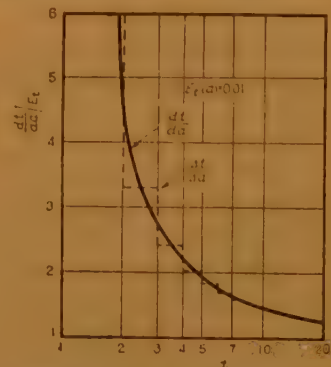


図1 Erlang B 式の微係数

Fig. 1—Derivative of Erlang's B formula.

* An Optimum Design of Switching System. By HARUO AKIMARU, Member (Electrical Communication Laboratory). [論文番号 3411]

る微係数は陰関数の微分公式より

$$\begin{aligned} \frac{dt}{da} \Big|_{E_t} &= - \left(\frac{\partial E_t}{\partial a} \right) / \left(\frac{\partial E_t}{\partial t} \right) \\ &= \frac{\frac{t}{a} - 1 + B}{\Psi(t+1, a)} \end{aligned} \quad (5)$$

となる。一例として $B=0.01$ における式 (5) の計算例を図 1 に示す。一方 t, a の数表から直接求めた $\Delta t / \Delta a$ ($\Delta t=1$) との比較を示す。数値微分の結果ともよく一致することが確かめられる。

2.2 待時式完全線群

入線無限、保留時間負指数分布の待時式完全線群の待合率 $M(0)$ は Erlang C 式として知られ、簡単な変形でつぎのように E_t の関数となる。

$$M(0) = \frac{\frac{a^t}{t!} \left(\frac{t}{t-a} \right)}{\sum_{r=0}^{t-1} \frac{a^r}{r!} + \frac{a^t}{t!} \left(\frac{t}{t-a} \right)} = \frac{t E_t}{t-a(1-E_t)} \quad (6)$$

平均待合時間 θ , 平均保留時間 h とすれば

$$\theta \equiv \frac{\theta}{h} = M(0) \frac{1}{t-a} \quad (7)$$

となる。したがってつぎのように偏微分できる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \theta}{\partial a} &= \frac{\theta^2}{t E_t} \left\{ (t-a)^2 \left(\frac{t}{a} - 1 + E_t \right) \right. \\ &\quad \left. + t - (1-E_t)(2a-t) \right\} \\ \frac{\partial \theta}{\partial t} &= - \frac{\theta^2}{t E_t} \left\{ (t-a)^2 \Psi(t+1, a) \right. \\ &\quad \left. + t - (1-E_t) \frac{a^2}{t} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$\theta=(一定)$ のとき

$$\begin{aligned} \frac{dt}{da} \Big|_{\theta} &= \frac{(t-a)^2 \left(\frac{t}{a} - 1 + E_t \right) + t - (1-E_t)(2a-t)}{(t-a)^2 \Psi(t+1, a) + t - (1-E_t) \frac{a^2}{t}} \end{aligned} \quad (9)$$

一例として $\theta=0.2519$ における式 (9) の計算例を図 2 に示す。

2.3 2 段リンク方式

2 段リンク方式の呼損率 $J_t(a)$ は Jacobaeus 式として知られ⁽⁴⁾, 完全単リンク接続のとき

$$J_t(a) = E_t(a) / E_{t,l}(a/\alpha) \quad (10)$$

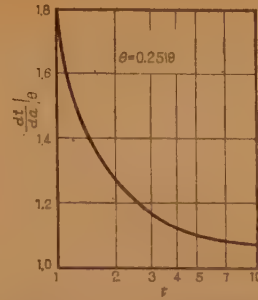


図 2 Erlang C 式の微係数
Fig. 2—Derivative of Erlang's C formula.

対しては充方妥当であることが認められているが、 $t < m/l$ の範囲については若干の補正を加えて C5 形交換機に対する数表 (標準負荷表) が完備している⁽⁵⁾。

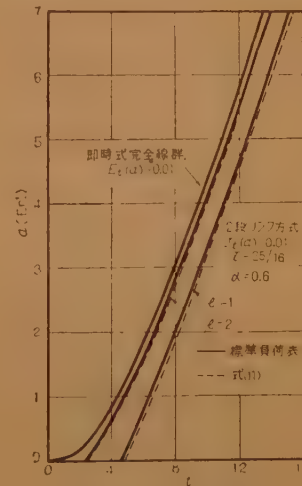


図 3 t と a の関係
Fig. 3— t versus a .

$J_t(a) = J_t$, $E_t(a/b^l) = E_t'$ と略記して

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial J_t}{\partial a} &= \{ b^{-l} - 1 - (b^{-l} - J_t) E_t' \} J_t \\ \frac{\partial J_t}{\partial t} &= \{ \Psi(t+1, ab^{-l}) - \Psi(t+1, a) \} J_t \\ \frac{\partial J_t}{\partial l} &= a \log b \left\{ \frac{t}{a} - b^{-l} (1 - E_t') \right\} J_t \\ \frac{\partial J_t}{\partial \alpha} &= a \frac{l}{\alpha} \left\{ \frac{t}{a} - b^{-l} (1 - E_t') \right\} J_t \\ \frac{\partial J_t}{\partial \tau} &= - a \frac{l}{\tau} \left\{ \frac{t}{a} - b^{-l} (1 - E_t') \right\} J_t \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

$J_t=B$ (一定) とし他の変数を固定した t の a に関する微係数は

$$\frac{\partial t}{\partial a} \Big|_{J_t} = \frac{b^{-1} - 1 - (b^{-1} - B)E_t'}{\Psi(t+1, a) - \Psi(t+1, ab^{-1})} \quad (13)$$

同様な記号を用いると、他の微係数間につきの関係がある。

$$\alpha \frac{\partial t}{\partial \alpha} \Big|_{J_t} = \frac{l}{\log b} \frac{\partial t}{\partial l} \Big|_{J_t} = -\tau \frac{\partial t}{\partial \tau} \Big|_{J_t} \quad (14)$$

C5 形フレームの計算例を図4 (a), (b) に示す。

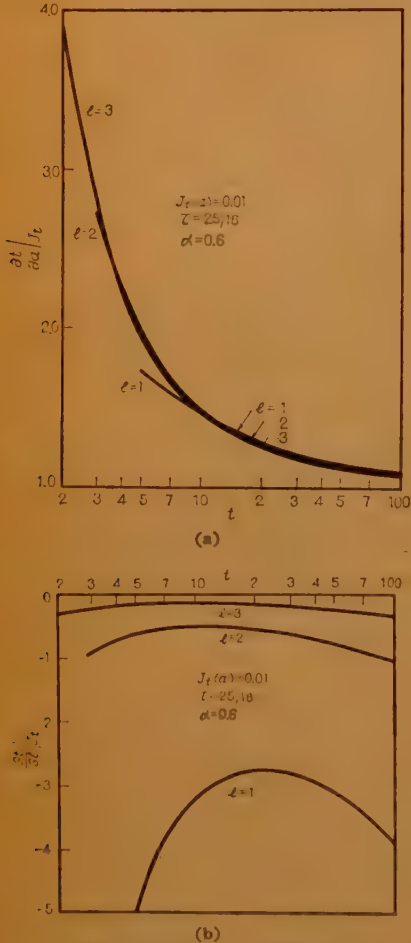


図4 Jacobaeus 式の微係数
Fig. 4—Derivatives of Jacobaeus formula.

3. 交換方式のモデル化

トラヒック理論で良く知られているように、出線は大群化により能率が向上するが、大群化のためには交換機側にそれ相応の費用が必要で、ここに交換機と線路を総合した最適設計問題が生ずる。この論文では“交換点に置かれた交換機とこれに直接接続される線路系よりなるシステム”を交換方式と言い、出線関数

によりその定量化を行ない、一定のサービス条件の下で総合価格を最小とする最適化について述べる。

3.1 交換方式設計上の問題

交換機には各種の形式があるが、ここでは通話路に2段リンク方式を用いる2段接続交換機について考える。2段接続フレームは周知のように出側を適当に複式接続して大群化を行なうが、出端子数の増大に伴い基本フレームに増設フレームを付加する必要がある。したがって出線価格の小さいルートでは群分割して出端子を節約した方が有利でこれを出線分割と言う。

2段リンク方式ではリンクの多重化により所要出線数が減少することが知られている。したがって高価なルートは出端子を増しフレーム内の異なる二次格子に複式接続して等価的に多重リンク接続とするのが有利でこれを架内複式と言う。

このような出線分割、架内複式の最適値は出線価格のほか呼量にも関係し、従来特別な場合については定量化されていたが⁽⁸⁾、ここでは一般的な最適出線複式条件について研究する。

2段リンク方式では1フレームの呼量容量を大にするとフレーム数は減少するが入端子能率の増大により所要出線数が大となる。またフレームとマークを結合するフレームコネクタの呼量増、したがって待ち時間の延長によりマークの数量が増大する。従来フレームの最適呼量容量は出線価格に関係すると考えられ、架内複式を考慮しない単純な場合についてはすでに定量的に明らかにしたが⁽⁹⁾、ここでは出線複式条件とマークの価格を考慮した最適呼量容量について述べる。

3.2 交換方式のモデル化

2段接続交換機を用いる交換点で、あるサービス基準の下で総呼量 A を R 個の出ルートへ分散する場合、最適化のモデルとして交換方式を図5のように抽象化する。

第 i ルートの呼量 a_i 、呼損率 B_i 、出線価格 x_i とし必要に応じて出線分割 D_i 、架内複式 I_i を施す。

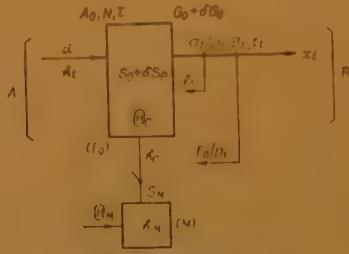


図5 交換方式のモデル
Fig. 5—Model of switching system.

通話路に一次格子拡大率 τ の 2 段リンク方式が用いられ、その出線関数を t と書けば第 i ルートの D_i 分割された 1 群の出線数は入端子能率 α のとき

$$t_i = t(a_i/D_i, l_i, B_i, \alpha, \tau) \quad (15)$$

と書ける。したがって出線の総価格

$$S_T = \sum_{i=1}^R D_i t_i x_i \quad (16)$$

ここで x_i には線路価格のほかこれに 1 対 1 に付属する交換機器、すなわち出トランク装置、リンク、コネクタ類および相手局入装置等を含めて評価する。

この交換機に加わる総入呼量は

$$A = \sum_{i=1}^R a_i \quad (17)$$

基本フレームあたりの入端子数を N とすればフレームの呼量容量は

$$A_0 = N\alpha \quad (18)$$

したがって基本フレーム数は

$$F_0 = A/A_0 \quad (19)$$

基本フレームあたりに付加する増設フレーム数を δ 、基本増設フレームあたりの価格をそれぞれ S_0, S_δ とすれば、フレームの総価格は $F_0(S_0 + \delta S_\delta)$ となる。

マーカーは待時式で使用されその数量 M も一種の出線関数となる。マーカー (関連コネクタを含む) あたりの価格を S_M とすれば最適化の対象となる交換機価格は

$$S_X = F_0(S_0 + \delta S_\delta) + MS_M \quad (20)$$

となる。

一方、第 i ルートの出線は D_i 個の群に分割され、各々が F_0/D_i 個のフレームに複式に接続される。また一般に l_i の架内複式を有するから出線側から要求する交換機の出線端子数は

$$G_T = \sum_{i=1}^R l_i (F_0/D_i) D_i t_i = F_0 \sum_{i=1}^R l_i t_i \quad (21)$$

基本増設フレームあたりの出端子数をそれぞれ G_0, G_δ とすれば交換機に実在する総出端子数は

$$G_S = F_0(G_0 + \delta G_\delta) \quad (22)$$

となる。

3.3 交換方式の最適化

出線がとに角この交換機に収容できるためには $G_T \leq G_S$ でなければならないから、われわれの交換方式の最適設計は制約条件 (出線収容の条件)

$$g = \sum_{i=1}^R l_i t_i - (G_0 + \delta G_\delta) \leq 0 \quad (23)$$

の下に目的関数 (交換方式の総合価格)

$$f = S_T + S_X = \sum_{i=1}^R D_i t_i x_i + F_0(S_0 + \delta S_\delta) + MS_M \quad (24)$$

を最小とする非線形計画 (Non Linear Programing) 問題に帰着する。

a_i, B_i, x_i は交換機の条件から、 $S_0, S_\delta, G_0, G_\delta, S_M$ は交換機の条件から定まるから、問題は D_i, l_i, α, δ の最適解を求めることである。まず始めにこれらの変数は連続と仮定し、のちに特別な場合につき考える。ただし分割・架内複式の物理的な意味からつぎの制約を設ける。

$$D_i \geq 1, l_i \geq 1 \quad (25)$$

つぎに、もし式 (23) の不等号の範囲に最適解が存在するとすれば、そのとき交換機には空出端子が残っている訳で、たとえば δ を小さくさせてフレーム価格を低下させるか、いずれかのルートの D_i を小とするか l_i を大とするかして出線数を減少させさらに経済化できる。したがって最適解は式 (23) の等号の境界上に存在すると考えることができる。

4. 最適出線複式

この章ではまず α が与えられた場合の最適出線複式について述べる。この場合 F_0 は式 (19) により定数となる。式 (23) の等号の下で式 (24) を最小とする条件は未定係数 λ を導入した Lagrange 関数

$$F = f + \lambda g \quad (26)$$

を最小とする条件と同等である⁽²⁾。 D_i^0, l_i^0, δ^0 が最適解であるためにはこの点で

$$\frac{\partial F}{\partial D_i} = (D_i x_i + \lambda l_i) \frac{\partial t_i}{\partial D_i} + x_i t_i \begin{cases} = 0, & (D_i^0 > 1) \\ \geq 0, & (D_i^0 = 1) \end{cases} \quad (27)$$

$$\frac{\partial F}{\partial l_i} = (D_i x_i + \lambda l_i) \frac{\partial t_i}{\partial l_i} + \lambda t_i \begin{cases} = 0, & (l_i^0 > 1) \\ \geq 0, & (l_i^0 = 1) \end{cases} \quad (28)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \delta} = F_0 S_\delta - \lambda G_\delta = 0 \quad (29)$$

が同時に必要である。式 (27), (28) の $D_i^0 = 1, l_i^0 = 1$ における不等号は式 (25) の制約のためこの点は停留点でなくても F が最小となり、しかし最小値のため D_i, l_i の増大で明らかに F は増大するからである。ここで各ルートの出線コスト比を

$$\rho_i = x_i / \lambda \quad (30)$$

で定義し、簡単のため添字 i を省略して書けば式 (27), (28) から各ルートのつぎの必要条件が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \rho_D &\equiv l \frac{-\frac{\partial t}{\partial D}}{t + D \frac{\partial t}{\partial D}} \begin{cases} = \rho, & (D^0 > 1) \\ \leq \rho, & (D^0 = 1) \end{cases} \\ \rho_l &\equiv \frac{1}{D} \frac{t + l \frac{\partial t}{\partial l}}{-\frac{\partial t}{\partial l}} \begin{cases} \rho, & (l^0 > 1) \\ \geq \rho, & (l^0 = 1) \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

4.1 δ が連続な場合

式 (29) から λ は確定し

$$\lambda^0 = (S_e/G_e)F_e \quad (32)$$

となる。この場合 F_e が定まっているから式 (30) により ρ^0 が決定でき式 (31) から D^0, l^0 が求められる訳である。

ここで実際の交換機の問題にかえて D, l の物理的性質を考えると、 x が小さいとき D を大とし x が大のとき l を大とすべきで D, l は相互に相反する条件である。したがって、1つのルートについて出線分割と架内複式を同時に実施する必要はないように思われる。このためにはすべての D, l について

$$\rho_D < \rho_l \quad (33)$$

が確かめられれば充分である。事実、 $D^0=1, l^0 \geq 1$ において $\rho_D < \rho_l$ また $l^0=1, D^0 \geq 1$ において $\rho_l > \rho_D$ となり式 (31) はこれらの組合わせに限り同時に成立するからである。式 (33) を解析的に証明する見通しは立たないが、微係数の評価式を用いて数値的に確かめ得る。C5 形フレームについての計算例を図6に示す。実用的な範囲で $\rho_D/\rho_l < 1$ したがって式 (33) が確かめられる。

以上の考察に基づいて式(31)はつぎのようになる。

$$\left. \begin{aligned} \rho &= \frac{-\frac{\partial t}{\partial D}}{t + D \frac{\partial t}{\partial D}}, & (D^0 > 1, l^0 = 1) \\ \rho &= \frac{t + l \frac{\partial t}{\partial l}}{-\frac{\partial t}{\partial l}}, & (D^0 = 1, l^0 > 1) \\ -\frac{\partial t}{\partial D} \leq \rho \leq \frac{t + l \frac{\partial t}{\partial l}}{-\frac{\partial t}{\partial l}}, & (D^0 = 1, l^0 = 1) \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

ここで $\nu_i = a_i/D_i$ と置くと、

$$\frac{\partial t}{\partial D} = -\frac{\nu}{D} \frac{\partial t}{\partial \nu} \quad (35)$$

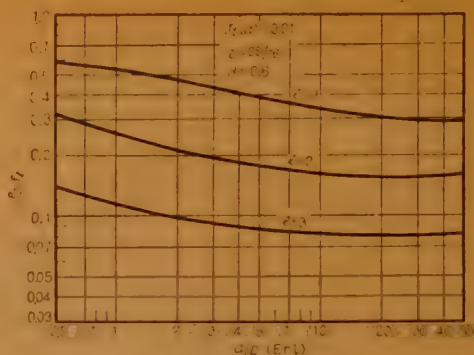


図6 ρ_D/ρ_l の計算例
Fig. 6—Examples of ρ_D/ρ_l .

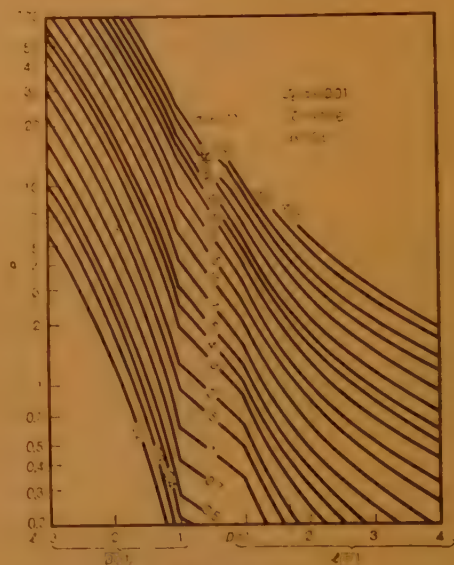


図7 最適出線複式の一例
Fig. 7—An example of optimum trunk multiple.

となるから、 $\partial t/\partial \nu$ は式 (13) の a を ν で置き換えれば数値計算ができる。C5 形フレームについての計算例を図7に示す。各ルートの a, ρ が与えられると図から D^0, l^0 が一義的に定まる。 $D=1, l=1$ の部分に軸があるのは式 (25) の制約によるものである。

式 (23) の等号から

$$\delta = \left(\sum_{i=1}^R l_i t_i - G_e \right) / G_e \quad (36)$$

が得られ、式 (15) に注意してこれに D_i^0, l_i^0 を代入すれば δ^0 が求められる。

4.2 δ が不連続な場合

実用上増設フレームは一定の単位 (たとえば C5 形では 1/2 架) で付加される。このように δ の取り得る値が限定されている場合について考察する。 δ が固

定されると式 (29) の条件はなくなり λ は未知数となる。仮りに λ を定めると式 (30) から ρ_i が、したがって式 (34) から D_i, l_i が定まり式 (36) により δ が一義的に定まる。そこで逆に λ は $\delta, \alpha \equiv (\alpha_1 \cdots \alpha_R), B \equiv (B_1 \cdots B_R)$ と $x \equiv (x_1 \cdots x_R)$ の関数として

$$\lambda \equiv \lambda(\delta, \alpha, B, x) \quad (37)$$

と書ける。これは解析的には表示できないが、たとえば図 7 等を媒介として図式的には常に求められる (図 9 参照)。そこで今、特定の δ が定まると式 (37) であらわされるような関係から λ 、したがって ρ_i, D_i, l_i が一義的に定まる。実際には後の事例に示すようにまず λ^0, δ^0 を定めこれを出発点として逐次計算によりその近傍の特定の δ に到達するのが便利である。

ここで λ の物理的意味について考察しよう。これは交換機の出端子に対する出線価格の評価尺度で、 δ が連続量のときの λ^0 は増設端子価格の基本フレーム数倍で、1 つの出線を直複式にしてこの交換機に収容するための交換機側の経費である。 δ が限定された場合 λ により出端子と出線の価格を調整し、空端子が残るときは λ を小として出線価格を大きく評価し、出端子が不足のときは逆にして出線複式条件を修正する。

4.3 D, l の整数解

これまで D, l を連続量として来たが交換方式の実設計上は正整数値と考えるのが便利であろう。

δ が連続のとき式 (30), (32) および (36) を式 (24) に代入して整理すると

$$f = \lambda^0 \sum_{i=1}^R (D_i \rho_i^0 + l_i) t_i + F_0 (S_0 - S_0 G_0 / G_e) + MS_M \quad (38)$$

右辺の第 2 項以下はこの場合固定経費であるから、 f を最小とするためには Σ 内の各項

$$X_i \equiv (D_i \rho_i^0 + l_i) t_i \quad (39)$$

をルートごとに最小とすればよい。簡単のため添字 i を省略して D, l に関する差分記号をそれぞれ Δ_D, Δ_l とすれば正整数値の D^0, l^0 が最適解であるためには

$$\left. \begin{aligned} \Delta_D X &= \rho^0 \Delta_D (D \cdot t) + l \Delta_D t \begin{cases} > 0, (D = D^0) \\ < 0, (D = D^0 - 1) \end{cases} \\ \Delta_l X &= D \rho^0 \Delta_l t + \Delta_l (l \cdot t) \begin{cases} > 0, (l = l^0) \\ < 0, (l = l^0 - 1) \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

が同時に成立することが必要である。ここで前述のように 1 つのルートで D, l を同時に 1 以上にする必要がないとすれば結局式 (34) に対応する条件として

$$\left. \begin{aligned} \frac{-\Delta_{D-1} t}{\Delta_{D-1} (D \cdot t)} &> \rho^0 > \frac{-\Delta_D t}{\Delta_D (D \cdot t)}, (D^0 \geq 2, l^0 = 1) \\ \frac{\Delta_{l-1} (l \cdot t)}{-\Delta_{l-1} t} &< \rho^0 < \frac{\Delta_l (l \cdot t)}{-\Delta_l t}, (D^0 = 1, l^0 \geq 2) \\ \frac{-\Delta_D t}{\Delta_D (D \cdot t)} &< \rho^0 < \frac{\Delta_l (l \cdot t)}{-\Delta_l t}, (D^0 = 1, l^0 = 1) \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

を得る。

δ の取り得る値が限定されている場合にも D, l の連続な場合に準じ ρ^0 を一般の ρ に拡張して λ の逐次変化法を採用することが考えられる。この場合は Lagrange の未定係数法が厳密には適用できないから精度に問題があるが、実用上有効であることが確かめられる。

4.4 事例

標準負荷表から式 (41) を用いて計算した D, l の整数解の一例を図 8 に示す。ただし出線能力率は 80 % 以下に制限してある。これを用いた簡単な事例を以下に示す。

表 1 のモデル局条件において最適出線複式条件を求める。ただし $\alpha = 0.6, B = 0.01, N = 64, G_0 = 400, G_e = 1,000, S_0 = S_e = 100$ 万円とし、さらに $\delta = 0, 0.5, 1$ のいずれかに限定される場合についても考察する。式 (17) より $A = 690$ Erl, 式 (18), (19) より $F_0 = 18$ 。

まず δ を連続として式 (32) より $\lambda^0 = 1.8$ 万円, 式 (30) より ρ_i^0 を計算し、図 8 より D_i^0, l_i^0 を求

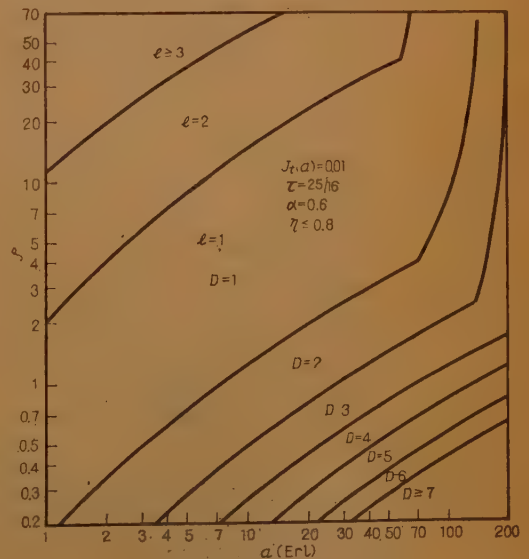


図 8 出線複式図表の一例

Fig. 8—An example of a chart for trunk multiple.

めた結果を表1に示す。式(16)より $S_T=6,988$ 万円、式(36)より $\delta^0=0.012$ 、したがって出線とスイッチフレームの総合価格の理論的最小値は $S^0=8,810$ 万円となる。

つぎに δ が限定される場合、 λ を変化させ表1と同じ手順で D_i, l_i を求め δ および総合価格 S (S^0 より

の増分)を計算して図9に示す。ここで λ の値はいずれかのルート D 、または l が変化する点に任意に選定すればよい。図より $\delta=0$ とし * 印の複式条件とすれば出端子が充分な条件で S^0 に最も近い価格を実現できることがわかる。なお、全ルート $D=1, l=1$ とすると S^0 よりの増分は 682 万円となることが計算できる。

表1 モデル局の最適出線複式

i	1, 2, 3	4, 5	6, 7	
$a_i(\text{Erl})$	150	100	20	
x_i (万円)	2	10	50	
ρ_i^0	1.1	5.6	27.8	
D_i^0	4	2	1	
l_i^0	1	1	2	
t_i	52	66	31	
$\sum l_i^0 t_i$	156	132	124	= 412
$\sum D_i^0 t_i x_i$	1,248	2,640	3,100	= 6,988

5. 最適呼量容量

前章の最適複式条件を考慮したフレーム呼量容量の最適値について述べる。入端子数が決まると式(18)から α により A_0 が一義的に定まるから以下便宜上 α をパラメータとして考える。 α^0 が最適解であるためには式(27)~(29)のほかこの点で

$$\frac{\partial F}{\partial \alpha} = \sum_{i=1}^R (D_i x_i + \lambda l_i) \frac{\partial t_i}{\partial \alpha} - \frac{A}{N \alpha^2} (S_0 + \delta S_0) + \frac{\partial M}{\partial \alpha} S_M = 0 \quad (42)$$

が必要である。入呼、フレームコネクタおよびマーカの平均保留時間をそれぞれ h_i, h_c および h_M とし h_M は固定分 h_M' とフレームコネクタの平均待合時間 θ_c の和として表わせるものとすれば、この局の全マーカに加わる呼量は

$$a_M = \frac{A}{h_i} (h_M' + \theta_c) \quad (43)$$

またフレームコネクタあたりの呼量は

$$a_c = N \alpha \frac{h_c}{h_i} \quad (44)$$

一般にフレームコネクタは1個であるから Erlang C 式を用いると $\theta_c \equiv \theta_c/h_c$ と置き式(8)で $t=1$ として

$$\frac{\partial \theta_c}{\partial a_c} = \left(\frac{h_i/h_c}{h_i/h_c - N \alpha} \right)^2 \quad (45)$$

したがって

$$\begin{aligned} \frac{\partial M}{\partial \alpha} &= \frac{\partial M}{\partial a_M} \frac{\partial a_M}{\partial \theta_c} \frac{\partial \theta_c}{\partial a_c} \frac{\partial a_c}{\partial \alpha} \\ &= \frac{\partial M}{\partial a_M} \frac{N A}{(h_i/h_c - N \alpha)^2} \end{aligned} \quad (46)$$

となる。

一方、式(28)の両辺に $l_i/\alpha \log b$ を掛け i につき加え上げ、式(14)より

$$\frac{\partial t_i}{\partial \alpha} = \frac{l_i}{\alpha \log b} \frac{\partial t_i}{\partial l_i}$$

の關係に注意すると

$$\sum_{i=1}^R (D_i x_i + \lambda l_i) \frac{\partial t_i}{\partial \alpha} \leq \frac{A}{N \alpha^2 \log b} \frac{S_0}{G_c} (G_0 + \delta^0 G_0) \quad (47)$$

となる。式(42)に式(46)を代入し式(47)と比較すると、結局

$$\alpha^0 \geq \tau / \exp \left\{ \frac{S_0}{G_c} \frac{G_0 + \delta^0 G_0}{S_0 + \delta^0 S_0 - \left(\frac{N \alpha^0}{h_i/h_c - N \alpha^0} \right)^2 S_M \frac{\partial M}{\partial a_M}} \right\} \quad (48)$$

ここで $l_i=1$ のルートが存在するとき不等号が成立する。

式(49)には α, B, x を含んでいないことを注意する。このことは従来、出線価格に応じた最適呼量容量が存在すると考えられていた常識に反するように見えるが、実は最適複式条件のため式(36)から α, B, x により δ^0 が変化し出ルートの条件が間接的に α^0 に影響を与えているのである。

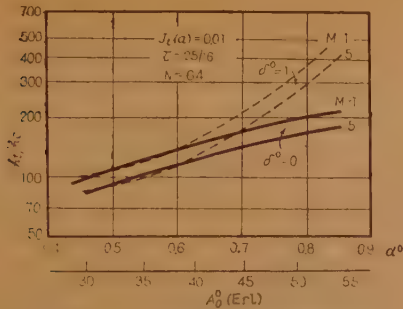


図 10 フレーム最適呼量容量の計算例

Fig. 10—Examples of optimum frame traffic capacity.

$\partial M / \partial a_M$ はマーカ数量の算出法に関係し、たとえば C5 形交換機では $\theta_M \equiv \theta_M / h_M = 0.2519$ とした Erlang C 式により与えられ、その微係数はすでに図 2 に示した。これを用いた C5 形フレームの α^0 の計算例を図 10 に示す。ただし $N=64$, $S_0=S_e=S_M/2$ とした。 h_t/h_c を一定とすれば M の減少あるいは δ^0 の増大により α^0 は減小する。実用上 $h_t/h_c \geq 200$ であるから $\delta^0 \leq 1$ の範囲で $\alpha^0 \geq 0.7$, すなわち最適呼量容量は約 45 Erl 以上となる。下限は全ルートについて $l_i > 1$ の場合であるから、実用的にはほとんどの場合いわゆる端子ベース（入端子に空を設けず入線を収容する）で使われることがわかる。

6. 結 言

この論文では出線関数の導入によりトラヒック理論と交換方式とを定量的に結びつけ、出線関数の微係数の評価と各微係数間の関係より方式の最適化に現われる非線形計画問題の解法を可能とした。応用例として 2 段接続交換方式の最適設計問題を論じ、最適出線複式の一般的条件を明らかにし、実際の局設計に有用な実用図表の一例と実例を示した。またこの最適複式を実施する場合のフレームの呼量容量は見掛け上出ルートの条件に無関係で、フレームの構造、マーカの数量およびそれらの価格比により定まることを明らかにし、実用交換機についての計算例を示しその使用基準の基礎を与えた。

終りに、この研究に御高配を賜った通研岡村次長、御指導をいただいた大友第 2 交換課長、関口第 1 交換課長、島田通信網課長はじめ御協力をいただいた諸氏に感謝する。

文 献

- (1) たとえば、小島：通信呼理論の研究，p 31, (1949), 科学新興社。
- (2) たとえば，T.L. Saaty: "Mathematical methods

of operations research", p 135, (1959), McGraw Hill.

- (3) N.A. Hawkins: "Further problem in automatic trunking", P.O.E.E. 24, 1, p 289, (1932).
- (4) C. Jacobaeus: "A study on congestion in link system", Ericsson Tech., 48, p 1, (1950).
- (5) 川崎・雁部: "クロスバ式中継交換用 2 段接続フレーム", 通研月報, 10, 10, p 444, (1957).
- (6) 徳山: "Erlang 呼損率公式の解析表示とその呼損率配分問題への応用", 信学誌, 41, 1, p 16, (1958).
- (7) 島田・藤木・寺園・細川: "C 41, C 51 形交換機の概要", 通研実報, 8, 6, p 633, (1959).
- (8) 大和・渡辺: "クロスバ 2 段接続セレクタにおけるフレーム複式", 昭 33 連大予稿, 1131.
- (9) 秋丸・高原・志子田: "2 段接続フレームの最適呼量容量について", 昭 35 連大予稿, 1751.
- (10) 秋丸: "2 段接続フレームの出線複式法について", 昭 35 信学全大予稿, 370.
- (11) 秋丸・志子田: "呼量対出線関数の微係数について", 昭 36 連大予稿, 1590.

付録 式 (4) の誘導

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \log \Gamma(t+1, a) &= \frac{\partial}{\partial t} \int_a^\infty x^t e^{-x} dx / \Gamma(t+1, a) \\ &= \int_a^\infty x^t e^{-x} \log x dx / \Gamma(t+1, a) \quad (\text{付1}) \end{aligned}$$

一方、微分公式から

$$\begin{aligned} \frac{d}{dx} \Gamma(t+1, x) \log x \\ = -x^t e^{-x} \log x + \frac{1}{x} \Gamma(t+1, x) \end{aligned}$$

両辺を a から ∞ まで積分して整理すると

$$\begin{aligned} \int_a^\infty x^t e^{-x} \log x dx &= [-\Gamma(t+1, x) \log x]_a^\infty \\ &+ \int_a^\infty \frac{1}{x} \Gamma(t+1, x) dx \\ &= \Gamma(t+1, a) \log a + t! \sum_{r=0}^t \frac{\Gamma(r, a)}{r!} \quad (\text{付2}) \end{aligned}$$

ここで式 (1) により

$$\begin{aligned} \int_a^\infty \frac{1}{x} \Gamma(t+1, x) dx &= \int_a^\infty t! e^{-x} \sum_{r=0}^t \frac{x^{r-1}}{r!} dx \\ &= t! \sum_{r=0}^t \frac{1}{r!} \int_a^\infty x^{r-1} e^{-x} dx \end{aligned}$$

の関係を利用した。

式 (付2) を式 (付1) に代入して

$$\Psi(t+1, a) \equiv \frac{\partial}{\partial t} \log \Gamma(t+1, a) - \log a$$

$$= \frac{t!}{\Gamma(t+1, a)} \sum_{r=0}^t \frac{\Gamma(r, a)}{r!} = \frac{1}{e^{-a} \sum_{r=0}^t \frac{a^r}{r!}}$$

$$\cdot \left\{ \int_a^{\infty} x^{-1} e^{-x} dx + \sum_{r=1}^t \frac{(r-1)!}{r!} e^{-a} \sum_{s=0}^{r-1} \frac{a^s}{s!} \right\} \quad (付3)$$

$$P_t(a) \equiv e^{-a} \sum_{r=0}^t \frac{a^r}{r!}, \quad E_t(-a) \equiv - \int_a^{\infty} \frac{e^{-x}}{x} dx$$

を用いて整理すれば式(4)が得られる。

(昭和36年5月10日受付)

UDC 621.317.74 : 621.372.812

振動負荷法を用いた微少反射係数直視装置*

正 員 土 屋 正 次

(電気通信研究所)

要約 先に位相方向性結合器を用いたマイクロ波広帯域インピーダンス直視装置について本誌上に発表した¹⁾が、その後さらにこの方式について理論的並びに実験的検討を重ねた結果、完全無反射端の実現とマイクロ波電源および検波器からの Noise の低減の2つの事項を解決することができれば、上記装置はそのまま微少反射係数直視装置となることが判った。ここにおいて筆者は従来の“移動負荷法”に対して、“振動負荷法”を考案し、これにより広帯域にわたって無調整で残留 VSWR が 1.0008 以下と言う実効的無反射終端を実現し、かつ Noise level の低減をも同時に果たすことができ、総合の Noise level を VSWR で 1.0015 程度にすることができた。しかも、この方法はすべての周波数帯において、極めて容易に実現できることが大きな特徴である。このようにして、上述の懸案事項2つを一律に解決し、残留 VSWR が 1.0015 程度の微少反射係数直視装置を実用化することができたわけである。本論文は、この振動負荷法の動作およびそれを用いた微少反射係数直視装置の理論的根拠と、6 Gc および 11 Gc 帯で行なった実験結果について詳述したものである。

1. 序 言

マイクロ波帯において、導波管回路の複素インピーダンスをスミス図表上に直視せしめる装置として筆者は先に位相方向性結合器を用いた方式を考案し、これにより広帯域にわたって誤差が非常に小さいところの直視装置の実用化に成功したわけであるが、これについては既に文献(1)に発表したごとくである。すなわち、その性能として、設計中心周波数の 10% 帯域において、反射係数の%誤差は2%以下、位相誤差は2°以下、残留定在波比は、1.01 程度であった。しかしその後、この方式について理論的並びに実験的検討を重ねた結果、(1)完全無反射終端の実現、および(2)マイクロ波電源およびマイクロ波検波器からの Noise の低減の2つの事項を解決することができればこの方式は、残留 VSWR の非常に小さい微少反射係数直視装置になり得ることがわかった。

完全無反射端の実現方法としては、従来はすべて“可変移動負荷法”が用いられて来た^{(2)~(4)}。この方法

は各周波数ごとに可変部分を再調整しなければならぬことと、残留 VSWR を 1.0005 以下にするためには非常に多くの時間と労力とを要する欠点があった。これに対して筆者は新しく“振動負荷法”を考案したわけで、この方法は構造簡単であるにもかかわらず極めて有効な方法で、前記2つの懸案事項を同時に解決することができたものである。すなわち、無反射端としては、たとえば設計中心周波数の 10% 帯域で、無調整で残留 VSWR が 1.0008 以下のものも容易に得られ、また総合の Noise level としては、VSWR で表わして 1.0015 程度とすることも容易であった。

このようにして、残留 VSWR が 1.0015 程度の微少反射係数直視装置を実現することができたので、本論文においては、この方式の動作原理、設計、製作上の要点および実験結果について詳述する次第である。

要するに、ここに述べる“振動負荷法”が、従来の“可変移動負荷法”と根本的に異なる点は、従来の方法が言わば静的な状態における絶対完全無反射終端の実現を追求していったのに対して、筆者の方法は狭帯域ろ波器との組合わせによって、言わば動的な状態における実効完全無反射終端の実現を目指したことである。すなわち不要な反射波を不要周波数スペクトラムに変換して、これを帯域ろ波器で取除いたわけである。

* A Smith Diagram Display Unit of Small Reflection Coefficient Using “Vibration Dummy Method. By SHOJI TSUCHIYA, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3412]

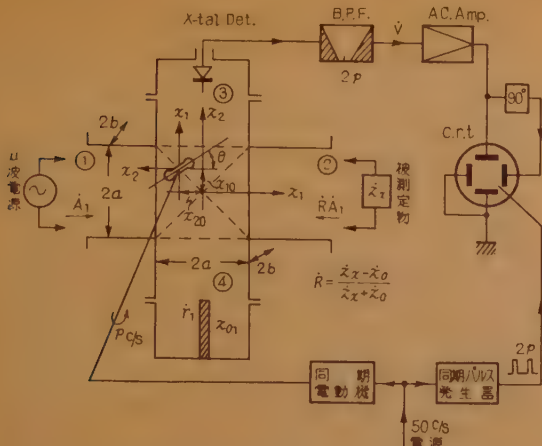


図1 位相方向性結合器を用いた直視装置の原理図
Fig. 1—Principle of impedance display unit by means of a phase directional coupler.

2. 振動負荷法を用いた方式の動作原理

図1はたびたび発表せるごとく位相方向性結合器を用いた広帯域インピーダンス直視装置の回路構成図である⁽¹⁾⁽²⁾。図において、一般的な場合としては④ armの無反射端(z_{01})は、残留反射 \hat{r}_1 があり、また結合孔中心位置に関しては $x_{10} \approx x_{20}$ であると考えられる。ただし $|\hat{r}_1| \ll 1$, $x_{20} - x_{10} = 4x \ll a$ とする。したがって \hat{r}_1 および $4x$ により誤差が生じ、残留反射成分として表われてくる。しかして、もし② armの \hat{z}_2 の代わりに完全無反射終端を接続することができれば、④ arm上に“3-stub”または“可変移動 stub”等を入することによって \hat{r}_1 および $4x$ に基づく残留反射を同時に完全に補償することができる故、このようにして、図1の回路は微小反射直視装置となり得るわけである。

そこでまず完全無反射終端を実現することから考えてみる。しかして、その最も有効にして、かつ容易に得られるものとして“振動負荷法”が考察された。

2.1. 振動負荷法の動作原理

これは、図2のごとく電波吸収体(z_{02})を z_1 軸方向に一定振幅一定周期で振動せしめたものである。いま、この吸収体の残留反射を \hat{r}_2 とし、簡単のため、初めに $\hat{r}_1 = 0$, $x_{10} = x_{20} = x_0$ として、考察を進める。さて、位相方向性結合器のS-行列の値は、計算の結果、次式のごとく表わされる⁽¹⁾⁽⁵⁾。

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k(1 + j\delta \sin 2\theta) & -ke^{-j2\theta} \\ ke^{j2\theta} & -k(1 - j\delta \sin 2\theta) \end{bmatrix} \quad (1)$$

ただし、 k は結合係数、 δ は周波数特性を表わすパラメータで、 λ_{g0} を設計中心管内波長とすれば

$$\delta = \frac{\lambda_g - \lambda_{g0}}{\lambda_{g0}} \quad (2)$$

となり、10%帯域内では、約 $|\delta| < 0.1$ である(表1参照)。また上述の x_0 の値は、

$$x_0 = \frac{2a}{\pi} \tan^{-1} \frac{4a}{\lambda_{g0}} \quad (3)$$

である。ここで $2a$ は導波管断面の長辺の長さ、 θ は結合孔長軸と z_1 軸とのなす角で、結合孔が毎秒 p 回転されている状態では

$$\theta = 2\pi p t \quad (4)$$

となる。したがって、この場合の検波器入力は式(1)および(4)を参照して次式に比例したものとなる。

$$A_2 = k \hat{A}_1 \{ 1 + j\delta \sin 2\pi(2p)t + \hat{r}_2 e^{j2\pi(2p)t - j2\beta l} \} \cdot e^{j2\pi f t} \quad (5)$$

ただし \hat{A}_1 は μ 波電源出力、 $\beta = 2\pi/\lambda_g$, f は μ 波周波数、 l は結合孔中心から残留反射(\hat{r}_2)点までの距離とする。

ここで、吸収体 z_{02} を図2のごとく z_1 軸方向に一定振幅(l_1)、一定周期(p_1)で正弦往復運動せしめた場合を考えると、

$$l = l_0 - l_1 \sin 2\pi p_1 t \quad (6)$$

(ただし、 l_0 は結合孔中心から振動中心までの距離)

となり、式(5)の $\{ \}$ 内第3項はつぎのごとくなる。

$$\text{第3項} = k \hat{A}_1 \hat{r}_2 e^{-j2\beta l_0} \cdot e^{j2\pi(f+2p)t} \cdot e^{j2\beta l_1 \sin 2\pi p_1 t}$$

$$= k \hat{A}_1 \hat{r}_2 e^{-j2\beta l_0} \cdot \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(2\beta l_1) \cdot e^{j2\pi(f+2p+n p_1)t} \quad (7)$$

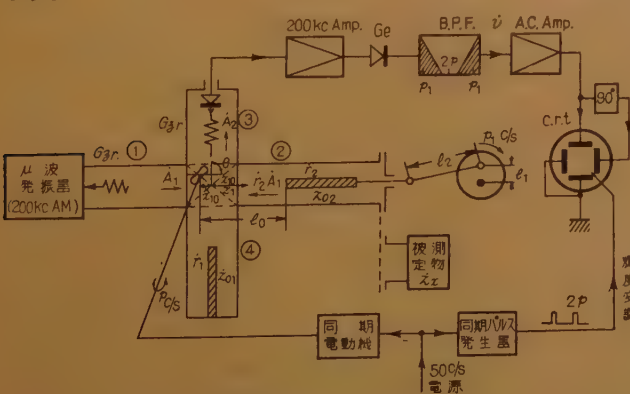


図2 振動負荷法の原理図
Fig. 2—Principle of "Vibration dummy method".

ただし $J_n(\)$ は n 次の Bessel 関数である。

ここでさらに設計中心周波数(管内波長 $=\lambda_{g0}$)に対
して

$$2\beta_0 l_1 = 2.405 \left(\text{ただし } \beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_{g0}} \right) \quad (8)$$

となるごとく l_1 を定めれば、 $J_0(2\beta_0 l_1) = 0$ となる故
このとき式(7)は次式のようにになる。

$$\begin{aligned} \text{第3項} = & k A_1 r_2 e^{-j2\beta l_1} \left[\sum_{n=-\infty}^{-1} J_n(2.405) e^{j2\pi(f+2p+n p_1)t} \right. \\ & \left. + \sum_{n=1}^{+\infty} J_n(2.405) e^{j2\pi(f+2p+n p_1)t} \right] \quad (9) \end{aligned}$$

したがって式(9)の周波数スペクトラムは図3の
ごとくなる。すなわち $(f+2p \pm |n| p_1)$ (ただし $|n| > 1$)
なる線スペクトラムよりなり、 $(f+2p)$ なるスペク
トラムを含まない。したがって、この状態で式(5)

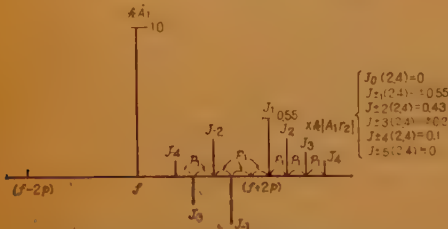


図3 振動負荷からの反射波の周波数スペクトラム
Fig. 3—Frequency spectra of the reflected waves
from the vibration dummy.

を自乗検波して、その出力を中心周波数が $2p$ で、帯
域幅が $2p_1$ より充分小さい狭帯域ろ波器を通して取
り出すときは、 r_2 に関係した出力は無いことになる。
すなわち、たとえば $r_2 \neq 0$ であっても実効的に② arm
が完全無反射終端で終端されたと同じ状態が得られる
わけである。要するに負荷を振動させることにより実
効無反射終端が実現されることとなるので、筆者は、
この方法を仮りに“振動負荷法”と名付けてみた。

なお図2のごときクランク機構で吸収体を往復運動
せしめるときは、吸収体の振動は純粋な正弦運動では
なくて、精確には次式のようになる。

$$\begin{aligned} l = & l_0 - l_1 \sin 2\pi p_1 t \\ & + l_2 \left[\frac{1}{4} \left(\frac{l_1}{l_2} \right)^2 + \frac{3}{64} \left(\frac{l_1}{l_2} \right)^4 + \dots \right. \\ & \left. - \left\{ \frac{1}{4} \left(\frac{l_1}{l_2} \right)^2 + \frac{1}{16} \left(\frac{l_1}{l_2} \right)^4 + \dots \right\} \cos 2\pi(2p_1)t \right. \\ & \left. + \left\{ \frac{1}{64} \left(\frac{l_1}{l_2} \right)^4 + \dots \right\} \cos 2\pi(4p_1)t \dots \right] \quad (10) \end{aligned}$$

(ただし、 l_2 は connecting rod の長さである)

したがって、 $l_1/l_2 \ll 1$ なるにつれて正弦運動に近づ

く。しかし、たとえ l_1/l_2 の項を無視しなくとも、こ
の影響は直流分および $2p_1, 4p_1$ 等の p_1 の高調波成
分とから成っている。これらは検波後すべて上述
の狭帯域ろ波器で完全に取除かれるわけである。この
ことから基本波成分(式(10)の第2項)のみ考えれ
ば充分であることがわかる。なお、実験では $l_2 \approx 10 l_1$
程度にしている。

つぎに、この振動負荷法の広帯域性について検討し
てみる。 l_1 の値を式(8)のごとく定め、周波数が
 $\lambda_g = (1+\delta)\lambda_{g0}$ に変化した場合 $J_0(2\beta l_1) \neq 0$ となり
 $(f+2p)$ の成分を生じ、 $|r_2| J_0(2\beta l_1)$ なる大きさの
残留反射を生じてくる。すなわちこの場合の残留定在
波比は次式のごとくなる。

$$\text{残留 VSWR} = 1 + 2|r_2| J_0(2\beta l_1)$$

$$= 1 + 2|r_2| J_0(2\beta_0 l_1(1+\delta)) \quad (11)$$

ここで δ の値は、2.3 表1に示すごとく、一般に 10
%帯域内では約 $|\delta| < 0.1$ であるので、 $2.4(1-0.1) <$
 $2\beta l_1 < 2.4(1+0.1)$ の範囲の値について式(11)を計
算し図示すると図4のごとくなる。ただし $|r_2| = 0.005$

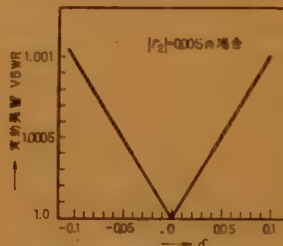


図4 振動負荷法の広帯域性
Fig. 4—Broad-band character-
istic of vibration dummy
method.

としている。これより
 r_2 を 10% 帯域で $|r_2| <$
0.005 にしておけば、
実効残留 VSWR は
1.001 以下となること
が判る。なお図4より
判るごとく、 l_1 の値は
critical なものではな
く、このことは製作上
非常に有利なことであ
る。また帯域ろ波器の $2p$ および $(2p \pm p_1)$ におけ
る減衰量の差は 30 dB 以上必要でこれに関しては、
後に誤差の項で論ずる。

以上のごとく、広帯域に無調整で残留 VSWR が
1.001 程度の無反射終端が容易に得られるわけである
が、さらに高度の無反射終端を望む場合は、10%帯域
を約4等分して l_1 を4種類作り、かつ $|r_2| \approx 0.0025$
程度にすれば、実効残留 VSWR は全帯域で 1.0002
程度にすることもできるわけである。

このようにして1.に述べた懸案事項(1)が解決さ
れたわけであるが、さらにこの振動負荷法の利点とし
ては、上述のごとく、非常に幅の狭い狭帯域ろ波器
(帯域幅 $\ll 2p_1$)を用いるので、これが1.の懸案事項
(2)に述べたマイクロ波電源およびマイクロ波検波
器からの noise の低減の役目をもはたしていること

である。すなわち、振動負荷法によれば、(1),(2)の事項が、一挙に解決されるわけで、たとえば、後述するごとく、ろ波器の中心周波数を $2p=100$ cps, 帯域幅を約 4 cps としたとき、Noise level は、VSWR で 1.0015 程度となり、この値が図2の方式において最終的に残留誤差を決定するものとなっている。

2.2 \hat{r}_1 および Δx に基づく残留 VSWR の補償法

前節に述べたごとく、振動負荷法を用いることによって、広帯域にわたって残留 VSWR の非常に小さい無反射終端が容易に得られることがわかったので、図2の②armは完全無反射端で終端されたものとして、つぎに $\hat{r}_1 \approx 0$, $\Delta x \approx 0$ なる一般的な場合について考えてみる。

この場合の検波器入力 \hat{A}'_2 は、 \hat{r}_1 に関しては式(1)を参照して計算の結果、つぎのようになる⁽¹⁾⁽⁷⁾。

$$\hat{A}'_2 = k \hat{A}_1 \left\{ 1 + j \delta \sin 2\pi(2p)t - \hat{r}_1 e^{-j2\pi(2p)t} + \frac{\delta''}{2} + \frac{\delta''}{2} e^{-j2\pi(2p)t} \right\} \quad (12)$$

ただし、 \hat{r}_1 は結合孔中心位置における④armの電圧反射係数、また

$$\frac{\delta''}{2} = \frac{1}{2} \left[\frac{-\pi x_{10}}{a_1 \sin \frac{\pi x_{10}}{a_1}} \left(\frac{\Delta x}{x_{10}} - \frac{\Delta a}{a_1} \right) + \frac{1}{1 - \left(\frac{\lambda_0}{4a_1} \right)} \frac{\Delta a}{a_1} \right] \quad (13)$$

(ただし $\Delta x = x_{20} - x_{10}$, $\Delta a = a_2 - a_1$, $2a_1$, $2a_2$: 位相方向性結合器の一次、二次導波管の内径)

上式より \hat{r}_1 および Δx , Δa の影響は、それぞれ残留反射成分 \hat{r}_1 , および $\delta''/2$ の値で表われてくることがわかる。普通、位相方向性結合器の2つの導波管を、一本の引抜き導波管を2分して使用すれば Δa は非常に小さくできるので ($2 \sim 3$ ミクロン以下) これを無視すると、式(13)は $a_1 = a_2 = a$ として、

$$\frac{\delta''}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{-\pi \Delta x}{a \sin \frac{\pi x_{10}}{a}} \quad (14)$$

となる。すなわち総合の残留反射成分は次式となる。

$$\text{残留反射} = -\hat{r}_1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi \Delta x}{a \sin \frac{\pi x_{10}}{a}} \quad (15)$$

ここにおいて、図2の④arm内に、結合孔と無反射端 (Z_{01}) の間に“3-stub” ($\lambda_g/8$ 間隔) または“可

変移動 Stub”等を挿入し、その反射係数 \hat{r} (結合孔中心位置における値) の値を

$$\hat{r} = \hat{r}_1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi \Delta x}{a \sin \frac{\pi x_{10}}{a}} \quad (16)$$

になるごとく調整すれば、 \hat{r}_1 および Δx にもとづく残留反射は完全に補償されたこととなり、この回路構成が誤差の非常に小さい微少反射係数直視装置となるわけである。

実際には、 $|\hat{r}_1|$ の値は 0.005~0.01の程度であり、 $\delta''/2$ の値も 0.01~0.02の程度であるので、挿入するStubの長さは非常に短くてすみ、かつ、ブラウン管面上に残留反射を直視しながら、Stubを調整補償することができるので、式(16)が満足されるごとく調整することは極めて容易に行なわれる。

この場合、どの程度まで、補償できるかと言うことが問題となるわけで、これが、2.1において述べたマイクロ波検波器およびマイクロ波電源からの Noise によって制限されることになる。この Noise level は前述のごとく、実験によれば、VSWR で 1.0015 程度であったので、上述の補償の限度は VSWR で 1.0015 程度と言うことになる。

このようにして残留 VSWR が 1.0015 程度の微少反射係数直視装置が実現されたわけである。

つぎに振動負荷法の設計例と誤差の検討結果について述べる。

2.3 設計例

振動負荷法の一例として、4, 6, 11 Gc 帯の場合について、振動半径および残留 VSWR の値を示すと表1のごとくなる。

その他の数値としては、

結合孔回転数 (p): $p=50$ c/s,

振動負荷振動数 (p_1): $p_1=13$ c/s,

表1 振動半径および残留 VSWR の値

周波数帯	周波数範囲	設計中心周波数	$ \delta = \left \frac{\lambda_g - \lambda_{g0}}{\lambda_{g0}} \right $ (式(2)より)	$\hat{r}_1 = \frac{2.405}{4\pi\lambda_{g0}}$ (式(8)より)	残留 VSWR ((11)式より $ \hat{r}_2 < 0.005$ とする)
4 Gc	3700~4200 Mc	$f_0=3920$ Mc $\lambda_{g0}=102$ mm	<0.11	19.49mm	<1.0011
6 Gc	5800~6400 Mc	$f_0=6087$ Mc $\lambda_{g0}=62.5$ mm	<0.08	11.93mm	<1.0008
11 Gc	10700~11700 Mc	$f_0=11200$ Mc $\lambda_{g0}=32.99$ mm	<0.07	6.32mm	<1.00067

狭帯域ろ波器：{中心周波数 ($2p$) = 100 c/s,
 帯域幅：100 ± 2 c/s で 3 dB down
 100 ± 10 c/s で 30 dB down
 結合 rod の長さ (l_2) : 6 Gc の場合 = 120 mm,
 11 Gc の場合 = 100 mm

とした。また振動負荷としては、150 Ω/cm² のペークライトカーボン皮膜の抵抗板で充分テーパーをつけたものの2枚を用い、位置を多少ずらせることにより、10%帯域で容易に残留 VSWR を 1.01 ($|\Gamma_s| < 0.005$) 以下にすることができた。

つぎに、表1の各周波数について、それぞれ $2a = 58, 40, 22.9$ mm として式(3)より x_0 を求め、これを式(14)の x_0 の値として代入すると、 δ'' の値はつぎのようになる。

$$\delta'' = -4x \times \begin{cases} 0.108 \cdots \cdots 4 \text{ Gc} \\ 0.160 \cdots \cdots 6 \text{ Gc} \\ 0.288 \cdots \cdots 11 \text{ Gc} \end{cases} \quad (17)$$

したがって、たとえば $4x = (1/20)$ mm とすると、これに基づく残留 VSWR は、それぞれ $1 + |\delta''| = 1.005, 1.008, 1.014$ となることが推定される。実際にも、大体この程度の残留誤差を生じている。したがって、2.2 に述べたごとく補償法が必要となって来るわけである。

3. 誤差の検討

振動負荷法を用いた図2の回路構成で、考えられる誤差の要因について、つぎに検討してみる。

3.1. 振動負荷の減衰量

振動負荷の減衰度が不足の場合には、ここを通過し後の短絡板で反射され、また減衰されてもどって来る反射波が考えられ、これが誤差となる。しかし筆者の実測結果では、減衰量を片道 50 dB 以上にするとは容易であるので、反射波 < -100 dB、したがって VSWR < 1.00002 となり、この反射波は、ほとんど無いと同じである。

3.2. 機械的がた

振動負荷のしゅう動部分に機械的がたがあると振動負荷が“横ぶれ” ($2a$ 方向) および“縦ぶれ” ($2b$ 方向) を起こし、誤差を生ずるように思われる。しかし、導波管内の電界分布は短辺方向 ($2a$ 方向) には一定であるので、この方向に多少動いても反射係数は不変であると考えられる。一方、長辺方向 ($2b$ 方向) では、電界は中央に対して対称な余弦分布をなしているので、中央小近の極く狭い範囲では、電界は一定で

あり、この範囲で多少抵抗板が横ぶれしても、反射係数はほとんど変わらないと考えられる。以上のことは実験的にも確かめられ、抵抗板尖端が ± 0.5 mm 程度動いても、反射係数はほとんど一定であった。

3.3 導波管寸法差の影響

振動負荷が振動する範囲 ($2l_1$) の導波管の内径 ($2a, 2b$) が一定であれば、問題がないが、これが一定でないと導波管インピーダンスが不均一となり、この部分の反射が問題となる。しかし $2l_1$ の長さは表1よりわかるごとく 6 Gc 帯の場合約 24 mm 程度であり、この範囲で $2a, 2b$ を実測したところ、(引抜導波管を使用) 偏差は3ミクロン以下であった。したがって、この偏差によるインピーダンスの違いは極めて小さなものとなり実験的にもほとんど認められなかった。(VSWR で 1.0002 程度と推定される。)

3.4 狭帯域ろ波器 (B.P.F.) の ($2p \pm p_1$) における減衰度

図2においてマイクロ波検波器の検波出力中の ($2p \pm n|p_1|$) (ただし $|n| > 1$) なる周波数成分が B.P.F.

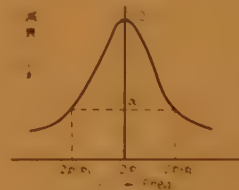


図5 帯域ろ波器 (B.P.F.) の減衰特性

Fig. 5—Attenuation characteristic of the band-pass filter (B.P.F.).

で完全に抑圧されれば誤差は無いのであるが (図3参照) 抑圧度が不十分であるとこれが誤差を生ずる。特に ($2p \pm p_1$) なる成分が最も影響が大きいので、これについて考えてみる。いま B.P.F. の減衰度を ($2p \pm p_1$) において図5のごとく α で

あるとする。

図2において検波器に加わる ($f + 2p \pm p_1$) の成分は式(9)よりつぎのごとくなる。

$$hA_1 r_s e^{-j2\beta l_1} [J_{-1}(2.405) e^{j2\pi(f+2p-p_1)t} + J_1(2.405) e^{j2\pi(f+2p+p_1)t}] \quad (18)$$

したがって、式(18)と式(5)の{ }内第1項とで、ヘテロダイン検波されて検波器出力には ($2p \pm p_1$) の成分を生ずる。これを減衰度 α の B.P.F. を通して取出すときは、その出力電圧 \hat{v} は

$$\begin{aligned} \hat{v} &= 2k_1 k^2 |A_1|^2 |r_s| \alpha [J_{-1}(2.405) \cos 2\pi(2p + p_1)t + J_1(2.405) \cos 2\pi(2p - p_1)t] \\ &= 2k_1 k^2 |A_1|^2 |r_s| \cdot \alpha \cdot 1.1 \cdot \{-\sin 2\pi(2p)t \\ &\quad \cdot \sin 2\pi p_1 t\} \end{aligned} \quad (19)$$

となる。ただし k_1 は検波器感度を表わす比例常数と

する。すなわち、残留反射成分 α は、周波数 $2p$ でその振幅が周期 p_1 で0から $1.1|r_2|\cdot\alpha$ まで変化する。したがって残留 VSWR の最大値は

$$\text{残留 VSWR} = 1 + 2.2|r_2|\cdot\alpha \quad (20)$$

となる。ただし $2.2|r_2|\cdot\alpha \ll 1$ とする。いま $|r_2| = 0.005$, $\alpha = 0.03 (= -30 \text{ dB})$ とすれば、式 (20) の値は 1.0003 となり、小さな値となる。以上のことから ($2p \pm p_1$) に対しては 30 dB 以上減衰させることが必要であることがわかる。(2.3 参照)

3.5 結合孔二次反射の影響

図2の回路において、 A_1 が結合孔で反射され、さらに電源側不整合で再反射されるものと、検波器入力検波器の不整合で反射され、さらに結合孔で再反射されて検波器に入るものの2つの波を誤差として考えねばならない。

しかして、電源および検波器の前に単向管を挿入しその整合度を VSWR で 1.04 (−34 dB) 以下とし、結合孔の反射係数を −40 dB とすれば⁽¹⁾、上記2次反射波はいずれも、約 −74 dB 程度となり、これは VSWR で 1.0004 に相当し、充分小さな値となる。このように、微少反射直視の場合は、結合孔の2次反射の影響を除くために、電源側と検波器側と両方に単向管を用いることが必要である。

3.6. Noise Level

これに関しては、すでに簡単に述べたが、もう一度繰返すと、2.3 に示したごとき性能の帯域ろ波器を用い、6 Gc 帯および 11 Gc 帯で実測した結果によれば (発振器はいずれもクライストロン 5721 を使用) μ 波電源に含まれる Noise と検波器の変換 Noise とが主要なものとなり、その大きさは総合で、VSWR で表わして、約 1.0015 程度であった。このように、この Noise の値が、3.1 から 3.5 まで検討した他の誤差に比して数倍大きな値となっており、これが測定限度を左右する最大の原因となっているわけである。すなわち、2.2 に述べた t_1 および $4x$ に基づく残留 VSWR の補償の限度も、この Noise level によって制限されるからである。

かくのごとく、Noise の値がやや大きいので、これをさらに小さくする方法として、B.P.F. の帯域幅を一層狭くするか、同期検波方式を用いるとか等の方法が考えられるのであるが、結合孔回転用の低周波電源の周波数安定度と装置の簡易性の点で問題があり、Noise level をいかにして、一層低くすることができるかは今後の問題である。

4. 実験結果

4.1 実験装置の概要

図2の回路構成の中で、振動負荷以外の部分、すなわちマイクロ波電源、“位相方向性結合器”、等立体回路部分および“ Σ 直視オシロスコープ”に関しては、既に文献(1)に発表せるものと全く同様であるので、ここでは微少反射係数直視装置として、特に重要な事項について簡単に説明を付加することとする。

(i) 狭帯域ろ波器 (B.P.F.): これは具体的には Twin-TRC 選択増幅器を2段縦続接続したものを用い、その減衰特性は、既に2.3で述べた通りである。すなわち、振動負荷の振動数を約 13 c/s として、 $2p \pm p_1 = 100 \pm 13 \text{ c/s}$ に対して、35 dB 程度減衰するようになっている。

(ii) 総合感度および指示目盛: 総合感度としてはマイクロ波電源出力を約 +10 dBm とし、“ Σ 直視オシロ”の“感度切換ヘスイッ”で、5" ブラウン管 (5UPI 使用) の Full Scale が VSWR で ∞ , 2.0, 1.2, 1.05 の4段階に、感度が切換えられるようになっている。

この場合 Full Scale が VSWR = ∞ および 2.0 に対しては、指示目盛としては、普通のスミス図表および拡大スミス図表を用い、Full Scale が VSWR = 1.2 および 1.05 の場合は、指示目盛として、図6のごとき極座標のものを用いている。したがって、最高感度の場合は、Full Scale (直径 100 mm) が VSWR = 1.05 となり、VSWR = 1.001 が直径 2 mm の円となるので、極めて容易に 1.001 が観測できるわけである。なお、指示目盛の切換えは、Scale 板の照明の切換え



図6 VSWR=1.2, 1.05 Full Scale の場合の指示目盛
Fig. 6- Scales in the cases of VSWR=1.2 and 1.05 Full Scale.

で行ない、これが上記の“感度切換えスイッチ”と連動になっている。したがって、使用上取扱いが非常に容易なわけである。

(iii) Noise Level:

これに関しては 3.8 に
おいて詳細に述べた通り
で、これがこの方式
の最後の問題点となっ
ている。

4.2. 実測結果

写真 1, 2 および 3
は、本実験に用いた 6
Gc 帯用位相方向性結
合器の外観および内部
構造、並びに 6Gc 用振

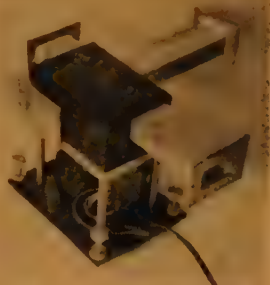


写真 1 6Gc 用位相方向性
結合器の外観

Photo. 1—Exterior view of phase
directional coupler for
6 Gc band.



写真 2 写真 1 の結合器の内部構造

Photo. 2—Interior view of the coupler of photo. 1.



写真 3 6Gc 用振動負荷

Photo. 3—Vibration dummy for 6 Gc band.

動負荷を示す。写真よりわかるごとく位相方向性結合器は、図 2 の ② および ④ arm をやや長めに設計し、この中に直接写真 3 の抵抗板を入れて振動するようにしてある。したがってこの場合は結合孔と振動負荷との間にフランジを介することがないので、フランジ部分からの反射を考える必要がないわけで、振動負荷の代わりに被測定物を接続した場合は、フランジを含めた反射係数が直視されることになる。振動負荷の振動振幅および振動数は表 1 に示したごとくである。

測定はつきのごとくして行なった。まず振動負荷の代わりに短絡板を用い、“ ∞ 直視オシロ”の感度切換えスイッチを $VSWR = \infty$ Full Scale にして、総合感度および輝点の位相を校正し、つきに振動負荷を接続し、切換えスイッチを $VSWR = 1.05$ Full Scale にする。初めに、振動負荷を手動でゆっくり動かし、移動負荷として、その反射係数の軌跡を観測してみた。この場合ブラウン管面上の輝点は、振動負荷の残留反射係数 $|r_s|$ を半径とする円弧をえがくはずであり、つきに負荷を振動させた場合、前述の理論によって、もし実効的に完全無反射終端となるならばそのとき輝点は上述の円弧の中心に収れんしなければならないわけである。もしこれが中心に来ない場合は、その偏心度が振動負荷の実効的残留 $VSWR$ を示すことになる。写真 4 (a), (b), (c) は、この実測結果の一例である。すなわち、そこに示されている円弧が移動負荷とした場合の軌跡であり、そのほぼ中心点にある輝点が振動負荷の場合の収れん点である。これより 5800 Mc, 6100 Mc および 6400 Mc における $|r_s|$ の値はそれぞれ 0.002, 0.006 および 0.008 であり、振動負荷の場合の残留 $VSWR$ は、いずれの場合も 1.001 以下となっていることがわかる。このように $|r_s| < 0.01$ にしておけば、広帯域にわたって無調整で残留 $VSWR$ が 1.001 以下の実効無反射終端を実現することができるわけである。



(Full Scale: $VSWR = 1.05$)

写真 4 振動負荷の実測例

Photo. 4—Measured results of vibration dummy method.

なお、写真 4 の振動負荷の場合の輝点の Scale 中心からの偏心は、図 2 の ④ arm の残留反射 $|r_1|$ と位相方向性結合器の結合孔中心位置の誤差 Δx による残留反射との和すなわち式(15)の値を示している。したがって、④ arm にたとえば“3-Stub”を挿入して各周波数ごとにこれを補償すれば、装置全体として残留 VSWR を常に 1.001 程度にすることができるわけである。写真 5 は、このようにして補償し、3-Stub を半



写真 5 図 2 の装置の残留 VSWR の広帯域補償の一例
Photo. 5—An example of broad-band compensation of residual VSWR in the unit of Fig. 2.

固定として、周波数を 5800 Mc から 6400 Mc まで変化した場合の総合の残留 VSWR の周波数特性を示す。これより、上記周波数範囲で、各周波数ごとに“3-Stub”を調整しなくても、広帯域にわたって、残留 VSWR を 1.005 以下にすることができることがわかる。



写真 6 精密級無反射終端の残留反射実測例
Photo. 6—Measured result of residual reflection of a reflectionless termination.

写真 6 は、上述のごとき状態で、精密級無反射終端の残留反射を 5800~6400 Mc の範囲で実測した結果である。写真 5 および 6 において、周波数マーカとして、100 Mc ごとに輝点が表示されている。したがって両写真のそれぞれ同じ周波数に対応する輝点について写真 6 の値を写真 5 の値で補正すれば、全周波数にわたって、残留 VSWR を約 1.001 以下で精密測定できることになる。

11 Gc 帯においても、上記と全く同様な測定を行ない完全に同様な結果を得ることができた。

5. 結 言

完全無反射終端の実現方法として、従来の移動負荷法に対して、振動負荷法を考案し、これを用いることによって、先に発表せる位相方向性結合器を用いた広帯域インピーダンス直視装置が、微少反射係数直視装置となることを理論的並びに実験的に証明したわけである。その結果、無反射終端としては、広帯域にわたって、無調整で、残留 VSWR が 1.001 以下のものが容易に得られ、また装置全体としての残留 VSWR は、1.0015 程度となり、この場合の残留 VSWR を決定するものは、マイクロ波電源およびマイクロ波検波器からの Noise が最大の原因であることがわかった。この Noise level をさらに低めることは、仲々やっかいな問題であり、今後に残された問題である。

本装置を用いることによって、従来の定在波測定器では測定の困難であった VSWR が 1.01 以下の負荷をも、誤差 1.001 以下で、容易に測定できるようになり、しかも、複素表示であるため、位相項も極めて誤差少なく測定することができるようになったわけである。

終りに本研究遂行にあたり、種々御助力をいただいた通研無線課の各位に衷心より感謝の意を表する。

文 献

- (1) 土屋：“マイクロ波広帯域インピーダンス直視装置”，信学誌，**43**，11，p 1317，(昭 35-11)。
- (2) R.W. Beaty：“An adjustable sliding termination for rectangular waveguide”，Trans. I.R.E., MTT-5, p 192, (July 1957)。
- (3) 河津，稲毛，江戸：“微少反射係数測定器”，信学誌 **43**，11，p 1347，(昭 35-11)。
- (4) 斎藤：“定在波測定器の平行度試験”，昭 28 支部連大，p 422。
- (5) 土屋：“導波管回路における双極子の作用について”，信学誌，**44**，6，p 963，(昭 36-06)。
- (6) 土屋：“振動負荷法を用いた微少反射係数直視装置”，昭 34 信学全大 240。
- (7) 土屋：“位相方向性結合器の誤差について”，昭 34 連大 805；通研成果報告 第 1442 号，式(4.14)。
- (8) S. Tsuchiya：“Smith diagram display unit uses microwave phase-directional coupler”，electronics **34**，29，p 80，(July 21, 1961)。

(昭和 36 年 6 月 17 日受付)

UDC 621.374.4

高調波発生器の新しい解析法*

正員 京極 晃 正員 大橋康隆 准員 石井 潔

(日本電気株式会社)

要約 極度に非直線性を有する回路の解析法を、磁気飽和線論を用いた高調波発生器について説明する。本解析法はつぎのごとき特徴を有し、広く非直線回路の解析に応用できるものである。すなわち、(1) 非直線素子の特性を電流の簡単な有理関数で表わすことにより、いかなる電流値に対しても相対誤差の少ない良好な近似を与える。(2) 非直線回路方程式を解くにあたり、標本化定理を応用し、時間領域と周波数領域の間を反復演算することにより、比較的単純な演算で近似解を求め得る。この解析法を極めて高次の高調波まで一様に発生する高調波発生器に適用し、ディジタル計算機により十分な近似解が得られたことを、実測値と比較して示してある。

1. 序 言

磁気飽和線論を用いた高調波発生器は、多重搬送電話方式における搬送波の発生源として広く用いられている。その重要性にかんがみ、動作機構に関しては既に 1937 年 Peterson, Manley, Wrathal により、放電パルス波形に着目した過渡現象の解析⁽¹⁾がなされている。さらに 1949 年、黒川により充電波形をも含めたフーリエ解析⁽²⁾、および偶数次高調波発生機構の解析⁽³⁾がなされている。したがって理論的研究に基づく設計法も一応確立されているが^{(4), (5)}、上記の解析法はいずれも特定の仮定の上に成立しているため、つぎのごとき問題が残されている。

(1) 非直線素子の特性を折線で近似しているため各常数、特に飽和開始電流の規定が不明確である。

(2) 電源を定電流電源とみなしているため、電源側と負荷側の関係について論じてない。

(3) 実際の負荷はろ波器終端であるため、使用高調波の数が少ない場合は、抵抗負荷に基づく設計法は適用できない⁽⁶⁾。

本稿はこれらの仮定を除去するため、まず項目 (1) に関しては、非直線素子の特性を単純な有理関数で近似したが、無限大の領域に対し、相対誤差の少ない良好な近似を与えている。かかる近似は従来しばしば用いられている多項式近似では本質的に期待できないものであり、近似領域を制限した場合も、相当高次の多項式を必要とする。項目 (2) に関しては、1953 年 Pipes の提案した非直線回路方程式の解法⁽⁷⁾を、一般的な連立方程式に拡張し、電源側と負荷側を総合した

解析を行なっている。この際、非線素子より発生する逆起電力の計算に、標本化定理を応用し、時間領域と周波数領域の相互変換を行なうことにより、演算過程を節減している。項目 (3) に関しては、本解析法が有効な分野であり、ろ波器終端時の高調波変換率の向上が、今後に残された課題である。

最後に実際に設計した高調波発生器について、計算結果と実測値を比較し、合わせて級数の収束を速める一方法について述べている。

2. 非直線素子の特性近似

磁気飽和線論の非直線特性は、通常 $B-H$ 曲線で与えられるが、高調波発生器においては、ヒステリシス損失の少ない磁性材料が選ばれるので、微小交流インダクタンスを用いた。図 1 にパーマロイ C を磁性材料とする飽和線論の特性実測値を実線で示す。

つぎに微小交流インダクタンス L_i の近似式を選定するにあたり、必要な条件を列挙してみる。

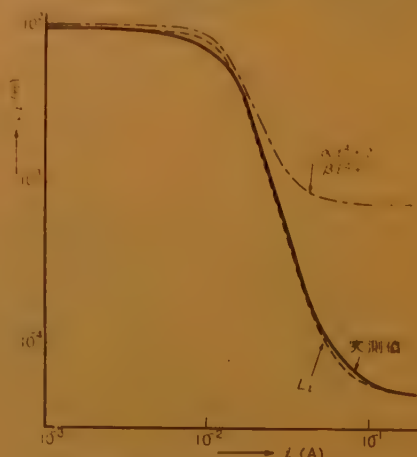


図 1 微小交流インダクタンス特性
Fig. 1—Incremental inductance characteristic.

* A New Mathematical Analysis of a Harmonic Producer Circuit. By AKIRA KYOGOKU, YASUTAKA OHASHI, Members and KIYOSHI ISHII, Associate, (Nippon Electric Co., Ltd., Tokyo). [論文番号 3413]

- (1) 電流 i の全領域において L_i は有限なること
- (2) L_i は i の偶関数なること
- (3) i の全領域において相対誤差が僅少なること
- (4) 比較的簡単に近似式が求まり、諸種の演算に便利な関数であること

これらの条件を満足するものとして、有理関数近似が最適と思われるが、本解析においては、次式を採用した。

$$L_i = L_{20} + \frac{\alpha i^4}{\beta i^4 + 1} \quad (1)$$

極めて簡単な近似式であるが、図 1 に点線で示すごとく良好な近似を与えている。

3. 非直線回路方程式の解法

3.1. 回路方程式の樹立

高調波発生器の等価回路を図 2 に示す。同図の記号を下記に説明する。

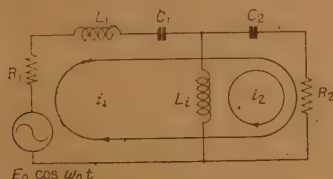


図 2 変調波発生器等価回路
Fig. 2—Equivalent circuit of a harmonic producer.

- E_0 : 基本波起電力の振幅 R_1 : 電源内部抵抗
 ω_0 : 基本波角周波数 R_2 : 負荷抵抗
 L_1 : 基本波用波用線路インダクタンス
 C_1 : 基本波用波用蓄電器容量
 C_2 : 高調波出力等化用蓄電器容量
 L_i : 磁気飽和線路の微小交流インダクタンス

後述の演算を簡単にするため、ループ電流 i_1, i_2 は図 2 のごとく選定し、 L_i として式 (1) の関係を用いれば、回路方程式として次式を得る。

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + (R_1 + R_2)i_1 + \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \int i_1 dt + R_2 i_2 + \frac{1}{C_2} \int i_2 dt = E_0 \cos \omega_0 t \quad (2)$$

$$R_2 i_1 + \frac{1}{C_2} \int i_1 dt + L_{20} \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 + \frac{1}{C_2} \int i_2 dt = \frac{-\alpha i_2^4}{\beta i_2^4 + 1} \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (3)$$

3.2. 回路方程式の解法

高調波発生器の設計にあたり通常安定条件は満足さ

れているので、ここでは定常解についてのみ論ずる。

まず式 (2), (3) において、非直線部分による逆起電力を零とすると、零次近似として線形回路によるループ電流 ${}_0i_1(t), {}_0i_2(t)$ が次式で求まる。

$${}_0i_1(t) = {}_0a_{1,1} \cos \omega_0 t + {}_0b_{1,1} \sin \omega_0 t \quad (4)$$

$${}_0i_2(t) = {}_0a_{2,1} \cos \omega_0 t + {}_0b_{2,1} \sin \omega_0 t \quad (5)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} {}_0a_{1,1} &= \frac{\omega_0 C_1 E_0}{A_1^2 + B_1^2} \{ -A_1 \omega_0 C_2 R_2 - B_1 (1 - \omega_0^2 L_{20} C_2) \} \\ {}_0b_{1,1} &= \frac{\omega_0 C_1 E_0}{A_1^2 + B_1^2} \{ -A_1 (1 - \omega_0^2 L_{20} C_2) + B_1 \omega_0 C_2 R_2 \} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$${}_0a_{2,1} = \frac{\omega_0 C_1 E_0}{A_1^2 + B_1^2} (A_1 \omega_0 C_2 R_2 + B_1)$$

$${}_0b_{2,1} = \frac{\omega_0 C_1 E_0}{A_1^2 + B_1^2} (A_1 - B_1 \omega_0 C_2 R_2)$$

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \omega_0^2 S_4 - \omega_0^4 S_2 + 1 \\ B_1 &= \omega_0^3 S_3 - \omega_0 S_1 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} S_4 &= L_1 L_{20} C_1 C_2 \\ S_3 &= C_1 C_2 (L_1 R_2 + L_2 R_1 + L_2 R_2) \\ S_2 &= C_1 C_2 R_1 R_2 + L_1 C_1 + L_2 C_1 + L_2 C_2 \\ S_1 &= C_1 R_1 + C_2 R_2 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

つぎに電流 ${}_0i_2(t)$ が非直線部分に $F[{}_0i_2(t)]$ なる逆起電力を発生したとすれば次式で表わされる。

$$F[{}_0i_2(t)] = \sum_{n=1}^{\infty} \{ {}_0g_{2n-1} \cos(2n-1)\omega_0 t + {}_0h_{2n-1} \sin(2n-1)\omega_0 t \} \quad (9)$$

式 (9) 右辺の各係数を求めるため標本化定理を応用し、 $F[{}_0i_2(t)]$ を時間領域において標本化する。すなわち、 $0 \leq t \leq 2\pi/\omega_0$ なる区間を r 等分し、それに対応する $F[{}_0i_2(t)]$ の値をそれぞれ ${}_0f_K$ とすれば、関数の対称性を考慮して、 ${}_0f_K$ は次式で与えられる。

$${}_0f_K = \frac{-\alpha ({}_0i_K)^4}{\beta ({}_0i_K)^4 + 1} \cdot \left(\frac{di_2}{dt} \right)_{t={}_0t_K} \quad (10)$$

ここに

$${}_0i_K = {}_0a_{2,1} \cos \frac{K}{r} \cdot 2\pi + {}_0b_{2,1} \sin \frac{K}{r} \cdot 2\pi \quad (11)$$

$$\left(\frac{di_2}{dt} \right)_{t={}_0t_K} = \omega_0 \left({}_0b_{2,1} \cos \frac{K}{r} \cdot 2\pi - {}_0a_{2,1} \sin \frac{K}{r} \cdot 2\pi \right) \quad (12)$$

$$K=1, 2, \dots, r/2 \quad (13)$$

f_K を求めた後, 式 (9) 右辺の各係数を次式の関係
に選ぶとき, 自乗誤差が最小となる。

$${}_0g_{2n-1} = \frac{4}{r} \sum_{K=1}^{r/2} f_K \cos(2n-1) \frac{K}{r} \cdot 2\pi \quad (14)$$

$${}_0h_{2n-1} = \frac{4}{r} \sum_{K=1}^{r/2} f_K \sin(2n-1) \frac{K}{r} \cdot 2\pi \quad (15)$$

$$n=1, 2, \dots, r/4 \quad (16)$$

上記のごとく発生した逆起電力が, 直線回路に印加
されるとすれば, 第 1 近似としてループ電流 ${}_1i_l(t)$ ($l=1, 2$) が次式で求まる。

$${}_1i_l(t) = \sum_{n=1}^{r/4} \{ {}_1a_{l,2n-1} \cos(2n-1)\omega_0 t \\ + {}_1b_{l,2n-1} \sin(2n-1)\omega_0 t \} \quad (17)$$

ここに, $n \neq 1$ の場合

$$\left. \begin{aligned} {}_1a_{l,2n-1} &= {}_cY_{l,2n-1} \cdot {}_0g_{2n-1} \\ &\quad + {}_sY_{l,2n-1} \cdot {}_0h_{2n-1} \\ {}_1b_{l,2n-1} &= -{}_sY_{l,2n-1} \cdot {}_0g_{2n-1} \\ &\quad + {}_cY_{l,2n-1} \cdot {}_0h_{2n-1} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

$n=1$ の場合

$$\left. \begin{aligned} {}_1a_{l,1} &= {}_0a_{l,1} + {}_cY_{l,1} \cdot {}_0g_1 + {}_sY_{l,1} \cdot {}_0h_1 \\ {}_1b_{l,1} &= {}_0b_{l,1} - {}_sY_{l,1} \cdot {}_0g_1 + {}_cY_{l,1} \cdot {}_0h_1 \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

$$\left. \begin{aligned} {}_cY_{1,2n-1} &= \frac{P\omega_0 C_1}{A_p^2 + B_p^2} \{ A_p P\omega_0 C_2 R_2 + B_p \} \\ {}_sY_{1,2n-1} &= \frac{P\omega_0 C_1}{A_p^2 + B_p^2} \{ -A_p + B_p P\omega_0 C_2 R_2 \} \\ {}_cY_{2,2n-1} &= -{}_cY_{1,2n-1} + \frac{P\omega_0 C_3}{A_p^2 + B_p^2} \cdot \\ &\quad \cdot \{ -A_p P\omega_0 C_1 R_1 - B_p (1 - P^2\omega_0^2 L_1 C_1) \} \\ {}_sY_{2,2n-1} &= -{}_sY_{1,2n-1} + \frac{P\omega_0 C_3}{A_p^2 + B_p^2} \cdot \\ &\quad \cdot \{ A_p (1 - P^2\omega_0^2 L_1 C_1) - B_p P\omega_0 C_1 R_1 \} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

$$\left. \begin{aligned} A_p &= P^4\omega_0^4 S_4 - P^3\omega_0^3 S_3 + 1 \\ B_p &= P^3\omega_0^3 S_3 - P\omega_0 S_1 \\ P &= 2n-1 \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

上記の操作を繰り返すことにより, 所定の近似度を
満足する第 m 近似のループ電流 ${}_mi_l(t)$, ($l=1, 2$) を求
めることができる。

3.3. 演算のプログラム

前節の解法は, すべて実数の加減乗除により行なわ
れ, かつ繰り返しの演算であるため, デジタル計算

機のプログラムに適している。本節では実際の演算に
必要な公式とプログラムのフロー・チャートについて
述べる。

計算機の記憶容量が充分な場合は, あらかじめ式
(6) の ${}_0a_{l,1}$; ${}_0b_{l,1}$ 式 (20) の ${}_cY_{l,2n-1}$; ${}_sY_{l,2n-1}$ ($l=1, 2$) および $\cos 2\pi K/r$ または $\sin 2\pi K/r$ ($K=1, 2, \dots, r/2$) を演算してメモリに格納しておくと, 演算
時間が短縮される。

つぎに繰り返しを行なう部分は, 一般的に第 m 近
似より第 $m+1$ 近似を求めるつぎの公式にしたがって
演算する。

$${}_mi_K = \sum_{n=1}^{r/4} \left\{ {}_ma_{2,2n-1} \cos(2n-1) \frac{K}{r} \cdot 2\pi \right. \\ \left. + {}_mb_{2,2n-1} \sin(2n-1) \frac{K}{r} \cdot 2\pi \right\} \quad (22)$$

$$\left(\frac{di_2}{dt} \right)_{t_2=m/K} = \sum_{n=1}^{r/4} (2n-1)\omega_0 \cdot \\ \left\{ {}_mb_{2,2n-1} \cos(2n-1) \frac{K}{r} \cdot 2\pi \right. \\ \left. - {}_ma_{2,2n-1} \sin(2n-1) \frac{K}{r} \cdot 2\pi \right\} \quad (23)$$

$${}_mf_K = \frac{\alpha({}_mi_K)^4}{\beta({}_mi_K)^4 + 1} \left(\frac{di_2}{dt} \right)_{t_2=m/K} \quad (24)$$

$${}_mg_{2n-1} = \frac{4}{r} \sum_{K=1}^{r/2} {}_mf_K \cos(2n-1) \frac{K}{r} \cdot 2\pi \quad (25)$$

$${}_mh_{2n-1} = \frac{4}{r} \sum_{K=1}^{r/2} {}_mf_K \sin(2n-1) \frac{K}{r} \cdot 2\pi \quad (26)$$

$n \neq 1$ の場合

$$\begin{aligned} {}_{m+1}a_{l,2n-1} &= {}_cY_{l,2n-1} \cdot {}_mg_{2n-1} \\ &\quad + {}_sY_{l,2n-1} \cdot {}_mh_{2n-1} \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} {}_{m+1}b_{l,2n-1} &= -{}_sY_{l,2n-1} \cdot {}_mg_{2n-1} \\ &\quad + {}_cY_{l,2n-1} \cdot {}_mh_{2n-1} \end{aligned} \quad (28)$$

$n=1$ の場合

$${}_{m+1}a_{l,1} = {}_0a_{l,1} + {}_cY_{l,1} \cdot {}_mg_1 + {}_sY_{l,1} \cdot {}_mh_1 \quad (29)$$

$${}_{m+1}b_{l,1} = {}_0b_{l,1} - {}_sY_{l,1} \cdot {}_mg_1 + {}_cY_{l,1} \cdot {}_mh_1 \quad (30)$$

ただし, $l=1, 2$

最後に所要の高調波出力 ${}_mW_{2n-1}$, および 高調波電
流の位相 ${}_m\theta_{2n-1}$ は次式で求める。

$${}_mW_{2n-1} = \{ ({}_ma_{1,2n-1} + {}_ma_{2,2n-1})^2 \\ + ({}_mb_{1,2n-1} + {}_mb_{2,2n-1})^2 \} \frac{R_2}{2} \quad (31)$$

$$\tan {}_m\theta_{2n-1} = \frac{{}_ma_{1,2n-1} + {}_ma_{2,2n-1}}{{}_mb_{1,2n-1} + {}_mb_{2,2n-1}} \quad (32)$$

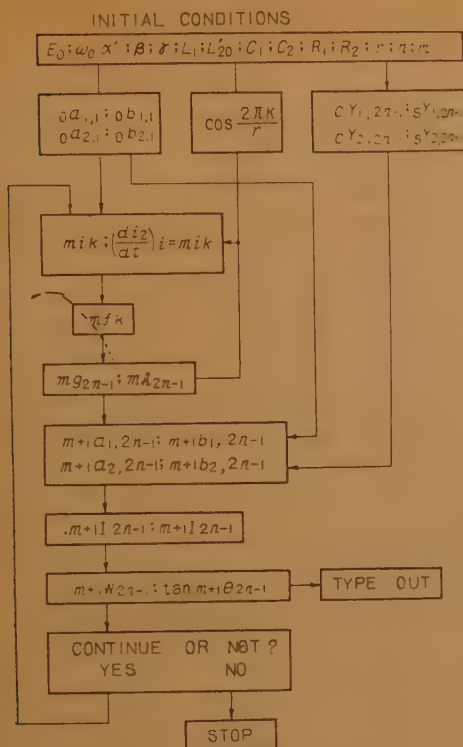


図3 フロー・チャート

Fig. 3—Flow chart.

上記演算のフロー・チャートを図3に示す。

4. 計算結果

4.1. 級数の収束を速める一方法

高調波発生器のごとく、極度に非直線性を有する回路においては、上記演算による級数の収束は緩慢である。この収束を速めるためには、非直線素子の近似式(1)をつぎのごとく変形するとよい。

$$L_i = -L_{20}' + \frac{\alpha' i^4 + r}{\beta i^4 + 1} \quad (33)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} L_{20}' &= \sqrt{L_{20} \left(L_{20} + \frac{\alpha}{\beta} \right)} \\ r &= L_{20} + L_{20}' \\ \alpha' &= \alpha + r\beta \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

式(33)を物理的に解釈すると、右辺第1項は外部回路に負のインダクタンス L_{20}' を接続したことになり、逆起電力発生関数の非直線性を緩和している。参考までに式(33)右辺2項を図1に鎖線で示す。

以下に述べる計算結果は式(33)に基づくものであり、 L_{20} の代わりに $-L_{20}'$ を、 mf_K として次式を採用している。

用している。

$$mf_K = -\frac{\alpha' (mi_K)^4 + r}{\beta (mi_K)^4 + 1} \left(\frac{di_2}{dt} \right)_{i_2 = mi_K} \quad (35)$$

4.2. 計算結果

一例として 12 kc を基本周波数とするトランジスタ高調波発生器について、実験結果と計算結果を比較して述べる。

実験は精度を高めるため抵抗終端時の高調波発生器について、図4に示す測定系で行ない、各高調波出力の分布を選択レベル計で測定した。実際の高調波発生器においては、序言でも述べたごとく、有限個の波



水晶発振器 トランジスタ増幅器 抵抗終端線路 選択レベル計

図4 変調波出力分布測定回路

Fig. 4—Measuring circuit of power spectra of harmonic components.

器で終端されるが、本解析法の収束状態を調べることで、および実験の精度を高めることの2点より、最も収束が悪いと予想される抵抗終端について計算を行なった。初期条件はつぎの通りである。

$$E_0 = 3.2451 \times 10^2$$

$$\omega_0 = 7.5398 \times 10^4$$

$$\alpha' = 1.4484 \times 10^4$$

$$\beta = 1.9800 \times 10^7$$

$$r = 1.0082 \times 10^{-2}$$

$$r = 4 \times 10^2$$

$$L_1 = 1.0000 \times 10^{-2}$$

$$L_{20}' = 6.8213 \times 10^{-4}$$

$$C_1 = 1.5700 \times 10^{-8}$$

$$C_2 = 2.8888 \times 10^{-9}$$

$$R_1 = 1.8050 \times 10^8$$

$$R_2 = 1.5577 \times 10^3$$

ただし、単位は MKS 単位系とする。

まず式(20)で表わされる外部回路アドミタンス $cY_{l,2m-1}$; $sY_{l,2m-1}$ ($l=1,2$) を図5に示す。つぎに、各近似次数 ($m=0 \sim 2$) における高調波出力分布を式(31)により計算し、デシベル単位に換算して図6に示す。非常に高次の高調波を発生しているにもかかわらず、第2近似で既に良好な近似を与えている。第3近似が低次高調波において第2近似より誤差を多く生じているのは、逆起電力発生関数 $F[m_2(t)]$ の標準化区間が充分細分化されていないため、参考までに各

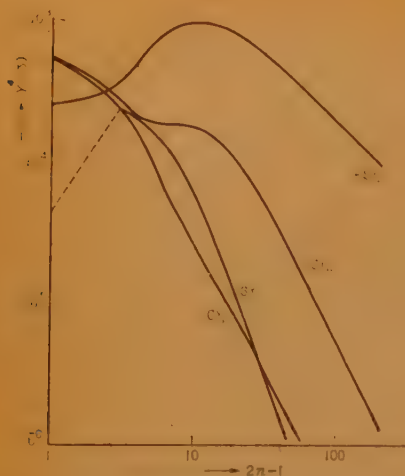


図5 外部回路アドミタンス関数

Fig. 5—Admittance functions of the external circuit

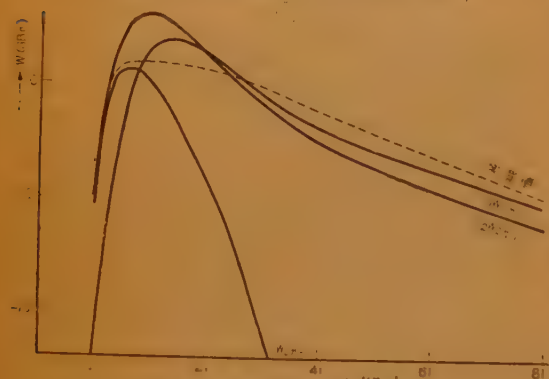


図6 変調波出力分布

Fig. 6—Power spectra of harmonic components.

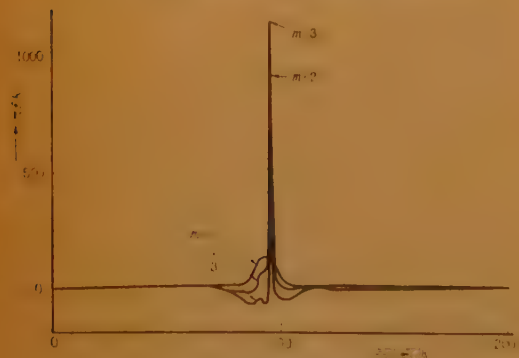


図7 逆起電力関数

Fig. 7—Counter electromotive forces function.

近似次数における mf_K の値を図に示す。

5. 結 言

非直線回路の定常解を求める一方法として本解析法を考案したが、一例として極めて高次の高調波まで一様に発生する高調波発生器に適用し、第2近似で良好な近似を与えることを示した。本解析法には本質的に3種類の誤差、すなわち標本点の数、級数の収束、および非直線特性の実測と近似、にもとづく誤差が含まれ、現段階ではこれらの評価はなされていないが、今後解明してゆきたい。

一般に非直線回路系に流れる高調波成分が、次数と共に急速に減少する場合、たとえば整流回路、リミッタ回路においては、本解析法は膨大な演算を要することなく、良好な近似を与え得る。本解析法は非直線回路のデジタル・シミュレーションとみなされるが外部回路が複雑な場合、あるいは極度の非直線性を有する素子を含む場合等、アナログ計算機で解析することが困難な場合有効である。したがって、ろ波器終端時の高調波発生器を総合的に研究することが今後の課題である。

終りに本研究の御指導御べんたつを賜った当社黒川武夫博士、山本勇一課長、並びに数値計算に多大の御協力をいただいた日本電子工業振興協会電子計算機部宇野彰記氏に深謝する。

文 献

- (1) E. Peterson, J.M. Manley and L.R. Wrathall: "Magnetic generation of a group of harmonics", B.S.T.J., **18**, 4, p 437, (Oct. 1937).
- (2) 黒川武夫: "磁気飽和線輪による高調波発生機構の解析(その一)", 信学誌, **32**, 4, p 88, (1949-04).
- (3) 黒川武夫: "磁気飽和線輪による高調波発生機構の解析(その二)", 信学誌, **32**, 12, p 416, (1949-12).
- (4) 黒川武夫: "高調波発生器の出力特性に就いて", 電気評論, **40**, 3, p 130, (1952-07).
- (5) 熊谷良六: "磁気飽和線輪装置の設計", 通研実報, **1**, 3, (1952-12).
- (6) 京極晃, 大橋康隆: "高調波発生器出力等化の一方法", 昭34連大1123.
- (7) L.A. Pipes: "Applications of integral equations to the solution of nonlinear electric circuit problems", A.I.E.E., Trans. Pt. 1, Comm. and Electronics, **8**, p 445, (Sept. 1953).

(昭和35年8月30日受付, 36年7月6日再受付)

報 告

電気通信技術委員会調査、研究専門委員会

昭和 35 年第 4・四半期業績報告

電力標準国際比較調査専門委員会

委員長 古賀逸策 幹 事 岡村総吾

本期は 2 回の会合を行ない、第 14 回 URSI 総会までに、UHF 帯およびミリ波帯の電力標準の国際比較を行なうについての準備を行なった。

第 10 回 (1 月 24 日): 柏木委員からパレットの寿命試験と抵抗試験についての現況報告と、通研の樋口氏より資料 10-23 で『耗波熱量型電力計』についての報告があった。ついで前回に決定した 4000 Mc 用の比較用標準中介器と 34.5 Gc 用の比較用標準マウントについて討議した。400 Mc 用中介器は柏木委員に、34.5 Gc 用マウントは石川、石井両委員に依頼することにした。

第 11 回 (3 月 8 日): 通研の小口氏より前回の『耗波熱量形電力形』に関する報告、資料 10-23 の訂正資料として、資料 11-23 A が提出され、大森委員から資料 11-24 で将来国際比較用に使用されると思われる NBS の電力計中介標準器についての説明がありまた昭和電子の青木氏より資料 11-25 で 34.5 Gc 用サーミスタについての実験結果が報告された。また柏木委員より前回の決議で作製することになった、400 Mc 用中介器の参考品として方向性結合器、パレットマウント、コネクタ、アダプタ等が提示されこれを電波研一電試間の比較測定に使用することにした。方向性結合器のコネクタは種々討論の結果結局 Jack-Jack とし、連続用として両端 plug-plug の同軸ケーブルを用いることにした。

電子計算機研究専門委員会

委員長 後藤以紀 幹 事 元岡 達

第 81 回 関西支部の御協力を得て京都において開催した。京大清野氏により、京大に設置された電子計算機 KDC-I 用に作られた Symbolic Coding System について報告があった。これを用いることにより、学内の可成り広範囲の人達が比較的楽に自分の計算プログラムを作ることができるようになった。ついで京大矢島氏より同じく KDC-I 用に作られた基本回路のマージン直視装置について報告があった。2 つの電圧をパラメータとしてブラウン管上に正しく動作する範囲を指示する装置であって、基本回路のみならず、可成り複雑な系のマージンも同様な方式で試験できる。つぎに東芝の山中氏より TOSBAC 3225 と呼ばれるデータロガの紹介があった。これは火力発電所を対象に製されたものであるが、磁気ドラムを用いた計算機であり、一般のデータロガにもそのまま利用できる。最後に三菱の嶋村氏より MELCOM 1101 の論理設計について発表があった。磁気ドラムを遅延回路方式の記憶装置として使い、グループ演算を行なうのに適した命令を可成り増強したものであり、このような方式の限界を示すものと思われる。その後 KDC-I の見学が行なわれた。

第 82 回 情報処理学会と共催で、日本電機工業会館を借りて開催した。まず日電の小林氏より、10 Mc 以上の刻時パル

スに応動する基本論理回路について報告があった。論理演算はダイオードで行ない、遅延・増幅・成形等は電流切換え形のトランジスタ回路で行なうもので、直流結合方式となっている。基本回路は 30 Mc まで動作することが確かめられており、刻時パルスには正弦波を用いることもできる。つぎに電試の高橋氏より、電試で試作中の刻時パルス 5 Mc の計算機 ETL Mk 6 に用いる基本論理回路について発表があった。ダイオードクランプによって回路の高速化をはかっており、遅延には遅延線を用いる方式をとっている。

第 83 回 先に見学を行なった KDC-I の全貌について日立の太田氏より報告があった。命令の作成には京大プログラム委員会のメンバと協同してあたり、使いやすさに可成り重点を置いて設計されたと言うことである。記憶装置は磁気ドラムの外に 50 語の磁心記憶装置があり、これが計算の高速化のために可成り積極的に用いられているとのことである。つぎに日立の石井氏より NEAC 2204 と呼ばれる入出力による時分割演算方式の計算機について発表があった。先に発表された NEAC 2202 をプログラム記憶方式とし、磁気テープをつけたものである。記憶装置には磁気ドラムと 100 語の磁心記憶装置をもっている。

トランジスタ研究専門委員会

委員長 岡部豊比古 幹 事 柳井久義

第 75 回: 東京大学工学部電気工学科輪講室において開催され、まぎソニー株式会社の福井初昭氏より「エキサダイオード動特性の測定について」と題して、エキサダイオードの g 、 R_s および C を簡単かつ正確迅速に測定する方法を提案し検討した結果について報告された。つぎに東京大学工学部の佐々木元氏より「合金接合トランジスタのパンチスルー状態における諸特性について」と題して、パンチスルー状態では定電荷制限状態のダイオードとして動作するが、その検波特性、インピーダンス周波数特性等を検討することによりキャリヤ走行時間や Avalanche 現象に関し種々新しい現象が認められ、これに対する説明を加えた報告があった。最後に沖電気の黒沢公司氏より「トランジスタ化分布増幅器の試作について」と題して、トランジスタ化分布増幅器の周波数特性に関し、理論的および実験的に検討した結果について報告があり、2~7 段の分布増幅器に関し各トランジスタの電圧分布、1 Section あたりのトランジスタの個数と利得の関係、エシタ電流と利得の関係等が論じられた。

第 76 回 大阪大学工学部において関西における専門委員会を開催した。まず日電公社通研の吉村久乘氏より「ダブルベースダイオードの誘導性インピーダンスについて」と題して、その直流特性、交流特性、入力インピーダンスおよびその周波数特性を理論解析した結果および実測値との比較の発表があり、つぎに三菱電機研究所の大久保利美氏より「Vapor Growth Germanium について」と題して、その反応原理の解説および $Gc I_s$ を用いた Ge の Vapor Growth の実験結果の報告があった。つぎに松下電器産業の中村正一氏より「UHF 帯のトランジスタ化について」と題して、UHF 帯の Tuner としての高周波増幅、局発、混合器の設計および

試作結果について報告があり、実用し得る S/N 比を得ている。さらに東京大学生研の尾上守夫氏より「エキサ・ダイオードの二、三の応用」と題して、これを定抵抗回路と組合わせた場合の安定条件およびこれを用いた増幅、発振器の提案および実験例の報告があり、また磁ひずみ線路との組合わせについても報告された。つぎに日電公社通研の東秀雄氏より「無接合素子の電気特性について」と題して、Si にオーム接触をした二端子素子の電圧・電流特性を 4°K ～常温に通って測定した結果 *Avalanche* に基づく負抵抗特性の表われることが報告された。さらに姫路工業大学の川西武氏より「トランジスタのばらつきとバイアス安定化回路の設計について」と題して、トランジスタのばらつきは本質的には (W/L_p) が動くものとしてこれを理論および実験的に詳細に検討し、回路設計に必要な資料が報告された。最後に日立製作所中央研究所の徳山巖氏より「ゲルマニウム合金接合の異常降伏現象」と題して、周辺部の異常を取除いた材料で基体結晶と降伏現象の関係を降伏特性、電流の流れ方、温度特性などより詳細に検討し、異常降伏現象の原因を明らかにした報告があった。以上の発展に対し多数の出席者があり、活発な質疑応答があった。

第 77 回：東京大学山上会議所において開催され、まず東京大学越賀夫差子氏より「ドリフト・トランジスタの電流増幅率のしゃ断周波数」と題してベース領域内の不純物密度分布および少数キャリアの移動度の不純物濃度依存性を考慮した理論的取扱について説明があり、そのしゃ断周波数を与える理論式と数値例を与えた報告があった。つぎにソニー株式会社の池田秀也氏より「エキサダイオード対回路のスイッチ特性」と題してエキサダイオードの静特性を折線近似で近似し、矩形波パルスを与えた場合のスイッチング特性、すなわち立ち上がり、立ち下がり、負荷特性などを理論的および実験的に検討した結果の報告があった。最後に防衛庁技研の山本達夫氏より「エキサダイオードによる高調波および分数調波出力の変換特性およびその応用について」と題してエキサダイオードを大振幅励振した場合の高調波および分数調波出力をフーリエ分析して変換損失を与え、またこれらの出力を利用した多相パラメトロンについて理論および実験の報告があった。

電気音響研究専門委員会

委員長 富田義男 幹事 伊藤 毅

第 48 回会合 2 月 3 日、大阪大学工学部にて開催

(1) 異なる半径を有する毛細管集合体の音響特性について、中村 昭君 (阪大産研)

太さの異なる 2 種類の毛細管の集合体内の音波の伝ば定数を共鳴法で測定した結果を理論的に解析した。

(2) 衝突を伴う振り子および曲げバネの振動特性の比較、伊藤義一君、高村真夫君、清水優一君、大塚碧二君 (通研)

リレーのチャタ防止を目的として表記 2 種類のバネの振動特性を調査した結果、接点の近接速度がチャタ発生に重要な要因であることを示した。

(3) 日本音響学会誌、北村音孝君 (阪大産研)、川崎文彦君 (日立製作)

音色の自動識別法の開発を目標として、information diagram を Black letter, White letter, Gray letter によってパターンに変換して表示した。

(4) 電子音響素子について 河合次男君、浦田君 (村田製作所)

エリローパ材の特性改善とチタン酸アルコン酸鉛圧電体の開発によって、温度係数の小さい小形音響素子が作られたことを報告した。

(5) 微分波形による騒音の評価 北村音孝君 (阪大産研) 騒音の微分波形が耳に感じるやかましさとよく対応する場合の多いことを示した。

(6) ディーゼルエンジン騒音の音響出力測定 伊藤毅君 (早大)

適当な有響室内で測定したエンジン騒音レベルから音響出力を求めた結果について報告した。

(7) エクスポンシヤルホーンの一考察、吉川昭吉郎君、村上正久君 (通研)

エクスポンシヤルホーンの送端インピーダンスとホーン内の等位相面の測定を行ない、従来からあるホーン内音場の理論的解析結果と対比した。

(8) モーションナルフィードバックの実験 石井伸一郎君 (松下電器)

スピーカ振動部の加速度、速度または変位に比例した電圧を帰還した場合の出力音圧特性について解析した結果および実施例について報告した。

(9) 機械系による遅延回路について 富田義男君 (ビクター)。

コイル状スプリングの振動伝達を利用した遅延回路の特性および残響付加装置への応用について報告した。

第 50 回会合 3 月 6 日本学会会議室 帯域雑音のマスクング規準化表示による明りょう度値の予測、斎藤収三君、渡辺真吾君 (通研)

帯域雑音の伝送品質におよぼす妨害効果を、その雑音のマスクング特性から明りょう度値として表わすことのできることを示した。

回路網理論研究専門委員会

委員長 川上正光 幹事 矢崎銀作

今期には毎月 1 回、計 3 回の会合を開いた。

第 51 回：1 月 24 日 (火)

電子回路の図的解析方法に関する研究報告と、磁心アナログ記憶素子を用いた可変器に関する研究報告とが行なわれた。

まず藤原忠志氏から「電子回路の図的解析」と題する研究の第一部が報告された。本報告は真空管またはトランジスタを含む回路の動作状態を素子の特性曲線から図的に求める方法を述べたもので、今回は特に真空管を含む回路について詳細に説明してある。真空管の特性が非直線である場合にも本方法は適用可能である。

つぎに渡辺昭治氏から「磁心アナログ記憶演算素子を用いた伝達関数可変器」と題する報告が行なわれた。この報告は、遅延素子としてフェライト・コアによる記憶素子を使用した可変器について説明したもので、各部分回路に対する理論的検討と共に、試作器に関する実験結果も示されている。

第 52 回：2 月 14 日 (水)

渡野正、大田弘一、青木伸至の 3 氏による「振り結合子形の横振動共振器機械的波器について」が発表された。本報告は、横振動をする共振子を振り振動をする結合子を介して接続して行なう形、機械的波器の設計について述べたもので、基本状態を利用するものおよび第 2 次状態を利用するものについて設計式を与えたと共に、試作器に対する実験結果をも明らかにしている。

第 53 回：3 月 14 日 (火)

まず藤原忠志氏から「電子回路の図的解析 (その 2)」が報告された。本研究は第 51 回の本委員会における報告の続編であり、主としてトランジスタを含む回路について真空管回路

と同様の方法が適用可能であることを示している。

つぎに国際電電研究所調査課の御好意により第 51 回に発表された。「磁心アナログ記憶演算素子を用いた伝達関数可変る波器」の見学を行なった。当日は大島課長はじめ榎本、渡辺両氏から原理および装置の詳細について説明があった。

非直線理論研究専門委員会

委員長 高木純一 幹事 南雲仁一

第 50 回 江崎ダイオードを用いた Active Line, 南雲仁一, 狼山昌夫, 竹屋弘史 (東大工): つぎの性質をもつ線路を考える。(i) Active (分布的にエネルギーが補給される) (ii) 閾作用 (ある一定値より小さい波形は伝送中に消してしまう) (iii) 単安定 (ただ一つの安定な平衡状態をもつ) (iv) 双方向的 (両方向に波形が伝送される)。このような線路は、伝送波形の整形作用 (小さい波形は増幅され、大きい波形は減衰されて一定のパルス状波形に至る。パルス幅についても同じ) をもつので信頼性の高いパルス伝送が可能になる。神経線維もこのような性質をもつので、これは人工神経ともいうべき線路である。江崎ダイオードを用いて上記線路の近似集中定数線路を試作し、その性質をしらべて神経線維と非常によくにていることをたしかめた。

第 51 回 エキサダイオード 2 安定回路における振動現象, 河本琢哉, 河本佐和子 (ソニー): エキサダイオードの回路で、直流的に安定に設定してもしばしば発振をおこすことがある。これらの振動現象を理論的に解析した。まずエキサダイオードの特性を 3 本の折線で近似し、これに近づく三つの領域における 2 階の線形微分方程式の解の性質をしらべる。つぎにこの三つの領域の解をつなぎあわせて、全体としての解の性質をみることにし、周期解の有無を検討する。その結果、左側と右側の領域における安定平衡点は渦状点、中央の領域における不安定平衡点は渦状点、結節点あるいは左側の鞍形点でなければ発振しないことがわかった。さらに、点変換法によって相平面における閉軌道の存在、安定判別を行ない、発振条件を近似的にみちびいた。

アンテナ研究専門委員会

委員長 加藤安太郎 幹事 遠藤敬二

第 59 回 (2 月 8 日) 佐藤源貞氏 (八木アンテナ) はパットウイング空中線を数多くの円筒状導体より構成されているものと考え、その各円筒状導体上の電流分布を正弦波分布と仮定し、また、各円筒状導体の接続点における電流の連続性を考慮し、パットウイング空中線の電流分布、および電位分布の理論式を導き、その解が一次 22 連立方程式で示されることを報告した。つぎに永井淳氏 (東北大) は東京タワーに設置予定の FM 放送用アンテナに関連し、素子を鉄塔内のエレベータシャフトに取り付け、塔の鉄骨の間から放射させる場合のスーパーゲインアンテナの放送特性を、 $1/10$ のモデルアンテナについて実験的に解析し、一応実用上、支障のないアンテナの得られたことを報告した。

第 60 回 (3 月 23 日) 今回は現在、話題になっている UHF 放送に関連し、その送受信アンテナを議題にとりあげた。まず芝野儀三氏 (住友電工) は幅が約 2.7 波長の四角鉄塔の側面に、電磁ホーンの原理を利用したチーズアンテナを素子とするスキュー配置の UHF 送信アンテナの諸特性を報告した。ついで、松下雅夫氏 (古河電工) は直径が約 0.132 波長の同軸管に間隔 1 波長ごとにスロットを設けた UHF 放送用進行波給電式スロット・アンテナについて解析し、詳細な実験結果を報告した。近藤圭二氏 (NHK 技研) は NHK 技

研で研究中の UHF 放送空中線として、ヘリカルアンテナ、セルフダイプレクシングアンテナ、4 ダイポールアンテナ、スロット・アンテナの構造および諸特性について報告し、また UHF 受信用フィーダの実測特性を報告した。永井淳氏 (東北大学) は平行線ダイポールアンテナで構成した UHF 放送用送信空中線の一形式について解析し、また実験結果について報告した。鈴田豊次氏 (電気興業) は折返アンテナと反射板を組合わせた水平複合アンテナ、および半波長ダイポールと反射板を組合わせた垂直複合アンテナについて報告し、また清水保定氏 (電気興業) はスロット・アンテナの基礎実験について報告した。最後に森田実氏 (電気興業) は各種の UHF 受信アンテナの試作例について詳細な報告をした。

電波伝ぱん研究専門委員会

委員長 上田弘之 幹事 糟谷 績

第 28 回 (3 月 24 日) (1) 家入精二氏より「単一山岳による回折電界強度の統計的特性」と題して電電公社通研において過去十数年にわたる山岳を越える国内約 30 回線の 60 Mc より約 10,000 Mc 電波の電界強度測定実験結果に基づき単一山岳による回折損失とその電界強度変動の特性について述べられた。そして実用的見地より、その場合の気象的要因を考慮した実験式を作り回線設計上の指針を与えた。すなわち回折損失は Knife Edge Loss (これは山岳の実効回折高、送受信点と障害山岳間の各距離、および波長で与えられる)、山頂の厚み半径、使用周波数、および大気屈折率平均傾度などの気象要因などの諸要素よりなり、各係数、常数は実験的に定めたものである。また電界変動幅は、周波数、距離、回折角および風速が大になるにつれ大になる傾向があり、電界強度分布は気象条件がほぼ一定と思われる短期間をとるといわゆる Gamma 分布で表わされ長期間の場合は対数正規分布に上記の分布に重ね合わされる。(2) 平井正一氏より「UHF 見通し外伝ぱんにおける広帯域信号の伝送特性について」と題し電波研において国分寺—二本松 (226 km) および国分寺—古川間 (345 km) で 600 Mc, 2120 Mc の伝ぱん実験の結果に基づいて発表された。基礎的考察として、周波数を異にする 2 周波の振幅比分布、振幅相関、位相差変動分布および位相差変動速度などの検討を行ない、実験と理論との間にかなり良い一致が見出される。つぎに広帯域信号の伝ぱんひずみに関する予備的調査として行なわれた周波数偏移 8 Mc の FM による TV 伝送試験および雑音負荷試験の結果を評価し、実験回線における準調話雑音対信号比はおおむね -25 dB 以下であることが明らかにされている。終りに選択性フェージングの影響の軽減策として、アンテナビームを尖鋭にすること、およびスペースダイバーシチ合成受信を行なうことなどに関する考察を行ない、特に後者の効果がかなり大きいことを指摘している。

マイクロ波伝送研究専門委員会

委員長 岩片秀雄 幹事 香西 寛

今期は 3 月を休会とし、1, 2 月の 2 回会合を行なった。本委員会における研究発表の申込みをされる件数が最近少なくなりつつあるので御希望の方は委員長、幹事あるいは学会あてでしどし申込みたい。また長期計画を建てる都合上研究題目、発表の可否および発表可能な日時などについてアンケートをとりたく御協力をお願いする。

第 53 回 森脇義雄氏 (東大生研) より第 13 回 URSI 総会に出席してと題して第 VI 分科会における討論の模様を伺った。特に従来不明確であった表面波の定義および分類についての検討が大きな議題として取上げられ、F. J. Zucker, J.

R. Wait, H.B. Barlow 氏により二、三の試案が提出され種々討論がなされたが意見の一致を見ずに終わった。

ついで横内滋氏(阪大産研)より「江崎ダイオードを多数用いたマイクロ波増幅器および発振器」の発表が行われた。江崎ダイオードの構造が同軸線路の構造と調和がとれているため主要部分は同軸線路を用い、その特性インピーダンスを適当に選べば 1 Section の増幅器で非常に大きな Gain が得られること、発振器の空洞の Q は特に高くなくてもよいことなどが説明された。

第 54 回 今回は小笠原直幸氏(都立大)の「半導体のマイクロ波特性の測定について」の発表がなされた。

半導体のマイクロ波における定数測定法における問題点を従来の絶縁物の定数測定法の経験から考えたもので、 ϵ_r が余り大きくない範囲では空洞共振器による測定が有利であるが ϵ_r が余り大きくなると Q の減少が大きく測定不能になるためできるだけ電界の作用が小さいように工夫しなければならない。 ϵ_r の大きい所ではむしろ定圧波法の方が有利である。

航空電子機器研究専門委員会

委員長 小林正次 幹事 坪井貴志雄、丹羽登

第 46 回 (1 月 27 日) 日本電気岡田忠社氏から 1960 年 9 月にキール市で行なわれた「船舶の航海ならびに安全」に関する国際会議に出席した報告が行なわれた。ドイツ船舶振興協会主催で、10 か国の代表が集まった。日本からは同氏から Loran の現況報告が行なわれ、普及状況のよいのに各国が驚いた由である。

第 6 回国際航路標識会議に出席してと題して日本電気広沢鋼四郎、沖電気木戸栄治・川上義郎氏から報告があった。1960 年 9 月に米国 Washington 市で、U.S. Coast Guard の主催により開かれたもので、40 か国 194 名が参加した。Radar Beacon、港湾レーダ、レーダ映像伝送、レフレクタ、Loran、Decca などに関する新しい論文が紹介され、また Coast Guard 関係施設の見学の報告が行なわれた。

第 47 回 (2 月 26 日) カッパロケットの DOVAP 実験についてと題して東大生研、斎藤成文・野村民也氏から報告があった。1960 年 3 月の Kappa 7 型から使用しているもので、地上からの送信 39.95 Mc、ロケット上のトランスポンダで通信した 79.9 Mc を (1 か所の) 受信点で受け、速度、位置を算出する。3 機のロケットについて試用した結果が報告された。

日本電気林一雄氏から「シリコン太陽電池の現況」が紹介された。同社での開発の経過、灯台や中継局などの実用状況、海外での人工衛星などへの利用状況の報告である。現在 7~10% の変換効率のものが生産できている。

第 48 回 航空局小原正氏から「米国 FAA の航空機の航行および管制施設の計画」が報告された。同国での管制塔が扱った機数は 1959 年度に 18.3 百万で 1955 年より 43% 増している。1958 年からは運用は減っており、また大形化にともない運航数の増加率は減少している。1975 年までの航法・管制施設の増加、管制機能の自動化などの計画が紹介された。

東芝、黒川篤氏から国産中形輸送機として計画中の YS 11 用として試作された航法用レーダについて報告された。5400 Mc、9375 Mc の比較検討、5400 Mc ピーク 75 kW による試作機の紹介である。

医用電子装置研究専門委員会

委員長 阪本捷房 幹事 高木末夫

第 57 回 (1 月 24 日) 三浦茂氏(東芝)が心電図増倍解析

装置、心電図の簡単な解析装置および冠動脈あるいは先天性心・血管欠損部の X 線造影撮影の制御装置等循環器疾患診断のための新しい電子装置について講演を行なった。

討議は主として必要曲線の解析装置を中心として行なわれた。これは新しい試みであるため種々意見が出たが、スクリーンに写し出した心電図線の標準波形と問題としている曲線との比較を操作者の頭脳を transducer として \times 式に解を出させるが、yes または no のボタンを押すときその判断に困るときにかなにするかの問題などについて意見が交換された。

第 58 回 (2 月 21 日) 清原通夫氏(東京女子医大)が脈波の記録法とその応用について講演した。血管の弾力性、脈波の伝ばん速度および伝ばんに伴う波形の変化などに触れ、各種の方法による脈波の記録法の比較検討を行なった。

脈波の記録は診断上非常に重要な資料を与えるものと考えられているが、実際にはまだ充分信頼し得る方法が提供されていないようである。議論は主として測定手段の比較、電極または接触子の装着場所あるいはこれらを取付ける方向などに向けられたが、現状では基礎的にも臨床的にもなおデータ不足であると言う印象が強かった。

第 59 回 (3 月 20 日) 原島治氏(日本電気)が赤外線性質および赤外線による瞳孔検査器並びに赤外線顕微鏡の試作器について報告した。続いて金子栄蔵氏(東大田坂内科)が赤外線を利用した諸装置の医学面における外科への応用について述べた。なお赤外線顕微鏡により撮影した種々の資料を供覧した。

討議はおもに赤外線に対する吸収材およびフィルタの問題に集り、またレンズ系、倍率、解像力など技術的な面についての意見の交換が行なわれた。

医面への応用については、新しい問題であるため二、三意見が出た程度にとどまった。

オートマトンと自動制御研究専門委員会

委員長 高橋秀俊 幹事 飯島泰蔵

第 20 回 (1 月 16 日) 坂井利之外 2 名の諸氏により日本語単音節の符号化に関する発表があった。これは京都大学で試作された日本語音声の弁別装置の概要を報告されたもので、装置は入力・制御指令・音韻大別、母音分析・子音分析・総合判定・出力の各回路から構成されている。零交叉波分析法に基づく回路の構成並びに実験結果の検討について説明された。ついで坂井利之・吹枝敬彦の両氏によりパターン認識の方式についての説明並びにそれに基づいてある種の文字の識別を計算機によってシミュレートした場合の報告が行なわれた。この方式の特長はパターンの太さの標準化と位相幾何学的特性の抽出法にある。また川取修・北村登両氏により A-D 変換器の信頼度に関する問題点の指摘が行なわれ、これらを解決するための回路の設計法に関して多くのデータと計算に基づく比較検討の結果が報告された。さらに松元雄倉、竜田直紀両氏により二つの回転体の微小な速度差を比較的簡単な手段によって高精度に測定する方法についての発表が行なわれた。各発表とも極めて活発な討論が行なわれた。

第 21 回 (2 月 16 日) 渡辺茂氏によって可能チューリング機械の最小サイズについて報告があった。チューリング機械のサイズの目安は記号状態積で表わされるが、この値が従来知られているものよりもさらに小さい 40 というもの、および初期テープに無限記入を許せば 30 が可能なことをしめし、かつ後者は最小サイズであることが説明された。ついで木村孝氏により Muller, Bartky の論文「非同期回路の理論」の紹介がなされた。非同期回路の数学的モデルを立てるとともに、これによって並行演算の可能な回路の設計法が与えられ

ている。

第22回(3月16日)猪股修二外4名の諸氏によって音声認識プログラム SNCS とその実験結果について報告があった。これは定常母音の第1次的ゲシュタルト性を規準化し、内部 vocal tract が供給する規準化音声パターンと比較することによって母音の認識を行おうとするものである。ついで藤沼良一・杉浦成昭両氏により機械要約法に関する発表が行われた。この方法は物語の中から最も重要と考えられる数個の文章を選ぶという方法で、既知の方法の長所・短所を取捨選択して考えられたものである。現段階では機械要約の実用化はかなり遠い将来のことと思われた。

磁性材料研究専門委員会

委員長 博田五六 幹事 佐藤 育

第40回(2月22日)

大阪大学工学部において開催され、報告は5件であった。

阪大工学部の 桜井良氏ほか2名は「微小直流用磁気増幅器」と題し、小さい直流を増幅するとき発生しやすい誤差を除去し直線性の良いものを得る方法として、低いレベルに混入する誤差原因部分をクリップすることにより達成できることを報告した。

三菱電機三上益良氏は「TV 水平偏向系フェライト」と題し、主として偏向ヨークおよびフライバックトランス用材料について報告した。前者の材質はそれほど問題でないが、後者は温度特性、飽和特性、レベル特性などから Mn-Zn 系が良いとした。整流出力電圧はキューリ温度によって NiZn 系は低下がひどいことなどのほか特殊な磁石について、ラストひずみの補正を行なうことやフライバックトランスの設計などについて述べた。

大阪市大工学部楠田哲三氏は「非線形リアクトルを用いた大電力パルス発生の一方式」と題し、飽和リアクトルと容量とのタンデム接続によりつぎつぎとパルス幅を縮小し、ついに極めて鋭いパルスに成長させる回路に解析を加え実験も報告した。

住友金属安原吉郎ほか1名と山内ゴム福田 稔ほか1名は「ゴム磁石の諸特性について」と題し、ゴム中にフェライト磁石粉末を分散せしめたものについて報告した。磁氣的、機械的特性のほか、吸着力、寿命特性などについても詳細に述べた。

松下電器織田隆雄氏ほか2名は「間歇励振ブリッジによるフェライトの測定法について」と題し連続波によらない測定法について報告した。

第41回(3月30日)

通研木村尚氏は磁性材料製造に有力な方法である粉末冶金について「粉末冶金の基礎について」と題し報告した。初め粉末冶金の長所短所について述べ、ついで焼結理論について蒸発凝縮、表面拡散、体積拡散、粘性および塑性流動といわれている要因について比較論述した。

東北金属佐藤育氏は、従来から引用されるデバイ形磁気緩和損失の計算式に誤があるとし(緩和時間 τ で除すべきであると)計算式を導き Cole-Cole 図形をもしめた。また磁壁のデバイ形運動になる理由についても述べた。

超音波研究専門委員会

委員長 能本乙彦 幹事 奥島基良

第121回(1月26日)(1)西村実氏から、マグロ用として設計製作された28kcと200kcの魚群探知機をニュージランド北東海域の漁場で実験使用したところ、両者ともに、

40~80mのマグロ類の単体魚層と、120m付近の単体魚を記録できたとの報告があった。(2)門庭愛清氏から、フィリピン海域において14kc魚群探知機をマグロ漁業に使用したところ、微速のときには160mの深さの単体を充分探知でき、またDSLの記録と漁獲との関係についても調査したとの報告があった。(3)宮原豊氏から、超音波音速度を測定して、各種溶液の無限希釈における微小比圧値なる量を求めたが、この量からは他の各種の知見と合わせて、溶液の物理化学的性質に関する有益な結論を導くことができるとの報告があった。(4)佐々木信昭氏から、低濃度の試料を調製するための原料砂鉄を稀塩酸中で脱炭処理を行なう際に40kc超音波を照射すると、処理品の含有量が低下し、処理時間も著しく短縮できたとの報告があった。

第122回(2月18日)(1)吉岡勝哉氏から、進行波音場に挿入してその場所の超音波強度を測定するために、感度の絶対校正ができる。円板状吸収物質の中央に細線で作った熱電対を張った構造のプローブについて報告があった。(2)栄幸雄氏は、船底外板を超音波振動させると海中生物が付着して海水抵抗が増加するのを防ぐことができるという文献を紹介し、17kcおよび30kc超音波による試験でも良好な結果が得られたという報告を行なった。(3)加藤金正氏は、故里村氏が作った超音波血流計における検出音は、血液中の血球による反射波がドップラ効果によって周波数変調を受けることによって生ずるということをも形実実験によって明らかにしたという報告を行なった。(4)能本乙彦氏から、10Mc以上の程度の周波数における固体中の超音波の減衰は結晶粒子による散乱に起因しているとして導かれた理論が、実測結果をほぼ説明できるようになったという報告があった。

第123回(3月28日)川村雅恭氏は、(1)空中強力音波による固定壁境界付近での発熱が熱の伝導による損失に基づくとして導いた理論が、実測結果とかなりよく一致することを述べ、このことを利用した蒸着熱電対を用いて大きい音圧の測定器を作ったという報告と、(2)ガラス管内に煙霧質を入れて強力可聴音波で凝集させる実験を行ない、前記の音圧測定器を用いて、音圧と粒子の凝集の程度の関係を定量的に調べたという報告を行なった。

通信方式研究専門委員会

委員長 染谷 勲 幹事 深海 規

第8回(1月18日)

通信方式研究専門委員会として、最初の地方での講演会が関西地方のこれらに関心のある人々が出席し、討論が行なわれ最初としては盛大であった。

(1) Meteor-Burst 通信方式についての一考察

長岡崇雄氏(阪大工学部)

Meteor trail (流星跡)を使用して、無線波の前方散乱により通信を行なう方法において、受信機出力のS/Nがスレシホールド以上に達するとコントロール回路を動作し、各送信機は相手局に情報伝送を要求し、情報伝送を開始する方法について考察したものである。これに対し使用程度および範囲について1~2の質疑応答があった。

(2) FS デジタル信号の聞けつ通信について

生島広三郎氏(郵政省電波研究所)

聞けつ通信において回線状態の良し悪しを測定して、悪いときには通信を中止し、良いときに通信を行なう方法について述べたもので、特別質疑はなかった。

(3) ダイバースチの改善度について

金久正弘氏(神大)

ダイバースチの改善者は通信方式や出力合成などに左右

される外、フェージングの変動様式にも大いに影響される。ここでは比較的一般性を失うことなく、理論的取扱の容易な二進符号通信系に、尤度比検定を適用した場合について考察したものである。その評価基準としては過誤の割合 P_e とフェージングの強度変動は W 分布を用いて行なっている。その結果位相情報を用いたときと用いないときでは S/N が数 dB 以下の改善度という結果を得ている。これに対し振幅、位相互いに独立した変動としているが、実際は関連があるので、実際の結果と合致するかどうかとの質疑があった。

(4) レーダ中継方式

林貞雄氏(神戸工)

レーダ中継方式の一つとしてグラフコンを使用したレーダ像狭帯域伝送装置の概要と実験結果特に解像度の問題についての説明があった。これに対してこの方式の S/N はどの程度かの質問があった。

(5) 磁気ドラム形遅延正帰還方式

小林信二氏(三菱電機)

レーダ・エコーなどの周期信号を雑音のなかから検出する方法として遅延正帰還方式があるが、本論文は遅延回路に磁気ドラムを使用して FM 録画方式を用い、遅延 2 重正帰還回路を作成し、パルス幅 $4\mu s$ 、繰返周期 $7.5ms$ のパルスの S/N を改善した結果を報告したもので、これに対し 2 重帰還をしたときの S/N 改善の理由、相加したものとの掛算したものとの S/N 改善度などについて質疑応答があった。

(6) 計算機によるハミングコードの検討ならびに言語確率の統計

西尾英之助氏(京大工学部)

誤りに関して独立な対称二元符号通信路において符号の長さ、最短距離を指定した minimal Hamming's Distance Code (M.H.D.C.) のみでなく、他の M.H.D.C. の構造を

も調べる手掛りとして電子計算機を用い、M.H.D.C. の構造、特に群符号になるものの構造が求められたことを報告したものである。

(7) 日本語音声の自動識別方法について

川勝文彦氏(日立)

音声と文字の相互変換を日本語について行なう方法についての理論的考察を行ない、実験的には計算機を使用して音声識別するのに便利のように音声をも 3 つの基本パターンにより表示したもので、音声の要素をパターンに変換したときにパターン相互の分離性でのみ認識するようにしている。

(8) PCM 通信における瞬時縮伸

山下一美氏(大阪市大)

PCM 通信の瞬時縮伸方式において音声通信に対する利用を考え、高速度化し、瞬時縮伸 PCM 符号器の縮伸特性によって S/N 、音節明りょう度がいかに変わるかを実験的に検討したものである。

第 9 回(2月21日)

(1) 非同期形 PCM 中継方式

高羽頼雄氏(東大)

パルス符号変調方式のパルス中継の場合、緩和同期方法の代わりに記憶回路を用いて符号を非同期的に中継する方法の基本的な原理と中継によって生ずるひずみの解析法について考察し、信号はきょ歯状波により位相変調を受けるか、量子化雑音に与える影響は無視できるとの結果を得ている。これに対し多重の場合はどうなるか、信号の場合のデジタル信号の場合はどうなるかの質疑があった。

(2) 試作デルタ変調多重装置について

関本忠弘氏(日立)

PCM 方式の一種であるデルタ変調方式の 11ch の多重装置の試作の結果を報告したもので 1~2 の質疑応答があった。

調査・研究専門委員会の活動状況

(35 年度第 4・四半期)

	回	月・日	調査・研究の題目	発表者	参加者
(1) 電力標準国際比較(調)委	10	1.24	(1) パレットの寿命試験および抵抗試験に関する現況報告 (2) 「mm 波熱量形電力計」についての報告 (3) 400 Mc の比較用標準中継器および 34.5 Gc の比較用標準マウントの作製に関する討議 (4) 400 Mc 用中継器の Connector に関する討議	柏木委員 樋口委員	10
	11	3. 8	(1) 前回の「mm 波熱量形電力計」に関する訂正報告 (2) NBS の電力中継標準器に関する説明 (3) 34.5 Gc 用サーミスタについての実験報告 (4) 400 Mc 用中継器一式が提示されたので電試、電波研間で相互比較に行なうことにした (5) コネクタについて	小口委員 大森委員 青木委員	12
(2) 電子計算機(研)	79	1.16	(1) KDC-1 の Symbolic coding System について 於関西 (2) 論理演算基本回路の動作マージン直視装置 (3) データ・ロガ TOSBAC-3225 (4) MELCOM 1101 デジタルコンピュータの命名について	清野 武(京大) 矢島脩三(京大) 加藤 兼一・天羽 浩平 山中 和正・白井 国雄 近藤 文吉 川場 文夫・渡辺 文明 嶋村 和也	60 (東芝) (三菱電機)

(3)	トランジスタ (研) 委	80	2.23 情報処理 学会と共 催	(1) トランジスタダイオードを用いた高速度計算機回路 (2) ETL MK-6 の基本回路	小林 亮・吉沢 聖一 } (日電) 小森 孝三 高橋 茂・松崎 蔵一 (電試)	40
		81	3.23	(1) 京都大学電子計算機 KDC-1 について (2) NEAC-2204 電子計算システム	前田 憲一・坂井 利之 } (京大) 矢島 裕一 太田 栄一・伊与部 真一 (日立) 金田 弘・石井 善昭 } (日電) 藤 将人・山田 昭彦	37
		75	1.24	(1) エキサダイオード動特性の測定について (2) 合金接合トランジスタのパンチスルー状態における特性について (3) トランジスタ化分布増幅器の試作について	福井 初昭 (ソニー) 柳井 久義・菅野 卓雄 } (東大) 佐々木 元 田 守 毅 (早大) 黒沢 公・大平 隆夫 } (沖電気) 大和 久修三	49
		76	2.18 於関西	(1) ダブルベースダイオードの誘導性インピーダンスについて (2) UHF 帯のトランジスタ化について (3) 無接合素子の電気特性について (4) Vapor Growth Germanium について (5) エサキダイオードの二、三の応用 (6) トランジスタのばらつきとバイアス安定化回路の設計について (7) ゲルマニウム合金接合の異常降伏現象	吉村 久 乗 (通研) 中村 正一・森 栄三 (松下電器) 下村 宏・楠田 善治 (松下電子) 泉 秀雄・俣野 景彦 (通研) 大久保利美・伊藤 昭子 (三菱電機) 尾上 守 夫 (東大) 川西 武 (姫路工大) 徳山 巖 (日立)	66
		77	3.23	(1) ドリフト・トランジスタの電流増幅率のシャ断周波数 (2) エサキダイオード対回路のスイッチ特性 (3) エサキダイオードによる高周波および分数調波出力の変換特性およびその応用について	菅野 卓雄・越賀 夫差子 (東大) 福井 初昭・池田 秀也 (ソニー) 山本 達夫・岸 本 晃 (防衛庁)	51
		48	2. 8 於東北	(1) 交叉指装荷導波管遅延回路を用いた Xバンド後進波発振管の試作 (2) 大振幅動作の出力間げきにおけるエネルギーの授受機構について	張 吉夫・松尾 幸人 (阪大) 秋岡 哲夫 (日本無線) 畑岡 宏・小池 勇二郎 (東北大)	
		49	3. 6	(1) 波形電界を考慮に入れた板極管大振幅動作の解析 (2) 時間的ならびに空間的旋回電界によるサクロトロ波のパラメトリック増幅 (3) 円筒ビーム用磁界々浸形三電極電子銃の設計	三杉 隆彦 (神戸工業) 斎藤 成文 (東大) 見目 正道 (日電) 長谷川 晃 (松下電子)	
		49	2. 3 於関西	(1) 異なる半径を有する毛細管集合体の音響特性について (2) 衝突を伴う振りパネおよび曲げパネの振動特性の比較 (3) 日本語音声の識別方法 (4) 電ひずみ音叉について (5) 微分波形による騒音の評価 (6) ディーゼルエンジン騒音の音響出力測定 (7) エキスポネンシャルホーンに関する考察 (8) モーショナルフィードバックについての考察 (9) 機械系による遅延回路について	中村 昭 (阪大) 伊藤 義一・高村 真夫 } (通研) 清水 湧一・大塚 精二 北村 音 壺 (阪大) 川勝 文 磨 (日立) 河合 次男・三浦 葆 (村田製作) 北村 音 壺 (阪大) 伊藤 毅 (早大) 吉川 昭吉郎・村上 正之 (通研) 石井 伸一郎 (松下電器) 富田 義男 (ビクター)	38
		50	3. 6	帯域騒音マスキング規準化表示による明りょう度値の予測	斎藤 収三・渡辺 真吾 (通研)	6
		51	1.24	(1) 電子回路の図的解析 (2) 磁心アナログ記憶演算素子を用いた伝達関数可変る波器	藤原 忠志 (コロムビア) 渡辺 昭治 (国際電電)	18
(6)	回路網理論 (研) 委	52	2.14	(1) 振り結合子形の横振動共振子機械る波器について	近野 正・大津 弘一 } (山形大) 青木 伴至	10

非線形 線路 (研)	53	3.14	電子回路の動的解析その2	藤原忠志 (コロムビア)	33
	50	2. 7	江崎ダイオードを用いた Active Line	前田 一・猿山昌夫 (東大)	30
	51	3.17	メサダイオード2安定回路における振動現象	河本 康・河本佐和子 (ソニー)	30
(8) アン テナ (研) 委	59	2. 8	(1) テレビ放送用パラボラウイング空中線素子の電流分布に関する理論的研究 (2) 鉄塔内に設置した超短波放送用空中線の放射特性について	佐藤 謙貞 (八木アンテナ) 内田 英成・佐藤利二部 (東北大) 永井 淳	20
	60	3.23	(1) 鉄塔・側面に取付ける UHF 放送用アンテナ第2報 (2) UHF 放送用進行波槽電式スロットアンテナ (3) UHF 放送アンテナについて (4) UHF 放送用送信空中線の一形式 (5) UHF 放送アンテナの実験	芝野 儀三 (住友電工) 松下 雅夫 (古河電工) 遠藤 敏二・近藤 圭二 (NHK) 内田 英成・佐藤利二部 (東北大) 永井 淳・森 哲也 高田 一・高橋 静夫 小岩 清・福 昌夫 (電通研) 小島 大樹	35
	28	3.24	(1) 単一山岳による回折電界強度の統計的特性 (2) UHF 見通し外ばんににおける広帯域信号の伝送特性	家入 精二・青柳 正三 (通研) 仲原 茂男 平井 正一・鶴 織 清 福島 円・栗原 芳高 (電波研) 戸部 俊太郎	21
(10) 伝送 マイクロ 波 (研) 委	53	1.16	(1) 第13回 URSI 総会に出席して (2) 江崎ダイオードを多数用いたマイクロ波増幅器および発振器	森脇 義雄 (東大) 横内 滋 (阪大)	18
	54	2.22	半導体のマイクロ波特性の測定について	小笠原直幸 (都立大)	25
(11) 航空電子機器 (研) 委	46	1.27	(1) キール市において開催された“船舶の航法ならびに安全”に関する国際会議に出席して (2) 第6回国際航路標識会議に出席して	岡田 忠祐 (日電) 広沢鋼四郎 (日電) 木戸 栄富・川上 義郎 (神電氣)	11
	47	2.27	(1) シリコン太陽電池の現況 (2) カップロケットの DOVAP 実験について	林 一雄 (日電) 斎藤 成文・野村民也 (東大)	24
	48	3.27	(1) 米国 FAA の航空機の航行および管制施設の計画について (2) 航法用レーダについて	小一原 正 (運輸省航空局) 黒川 篤 (東芝)	19
(12) 医用電子装置 (研) 委	57	1.24	循環器系疾患診断のための新しい電子装置	三浦 茂 (東芝)	30
	58	2.21	脈波の記録法とその応用	酒巻 通夫 (女子医大)	30
	59	3.20	赤外線線の医学への応用	崎田 隆夫 (東大) 原 島 治 (日電)	35
(13) オートマトンと自動制御 (研) 委	20	1.16 於関西	(1) 日本語音声符号化 (2) パターン認識装置の基干設計 (3) AD 変換器の二,三の問題点について (4) 精密速度測定について	坂井 利之・堂下 修司 (京大) 坂井 利之 坂井 利之・吹抜 敬彦 (京大) 川取 脩・北村 豊 (島津製作) 松元 雄蔵・重田 直紀 (三菱電機)	56
	21	2.16	(1) 万能 Turing 機械の最小 size について (2) Muller & Bartky: A Theory of Asynchronous Circuit	渡辺 茂 (東大) 木村 泉 (東大)	19
	22	3.16	(1) 音声認識プログラム SNCS とその実験 (2) 機械要約法	猪股 修二・篠田 隆子 (電試) 猪 嶋 田 武 久 (電通大) 正 幡 悦 雄 (電機大) 鄧 沼 良一・杉浦 成昭 (電試)	16
	80	1.17 於関西	(1) 第4回情報理論ロンドンシンポジウムについて (2) 組織符号構成への位相幾何学的方法の一応用	大泉 亮郎 (東北大) 高 忠雄 (阪大)	30

(14) 理論(研) ホーム メーシ ョン			(3) 雑音測定に伴う検出力の統計理論 (4) 位相同期 FM 復調器における最適フィルタ (5) 文字パターンの一符号化について	太田光雄・仲上 稔(神戸大) 津村 隆・小林信三(三菱電機) 白井三郎・坂ロー二(国際電電)	
	81	2.24	情報識別と連結行列	榎本 肇(国際電電)	13
	82	3.31	(1) 計算機によるピッチ抽出について (2) 非調波音のピッチに関連した周期性について (3) 音声のピッチ抽出について (4) パターン認識の理論	猪股修二・篠田隆子(電試) 沢田武久(電通大) 杉本利孝(通研) 若林 元(岩崎通信) 本多波雄(東北大)	24
(15) 磁性材 料(研) 安	40	2.24 於関西	(1) 間歇励振ブリッジによるフェライトの測定法につ いて (2) 微小直流用磁気増幅器 (3) TV 水平偏向系フェライト (4) 非線形リアクトルを用いた大電力パルス発生の一 方式 (5) ゴム磁石の諸特性について	織田隆雄・田中 孝 } (松下電器) 小松公三 } 桜井良文・森 好市 } (阪大) 杉山 博 } 水上益良(三菱電機) 楠田哲三(大阪市大) 安原吉郎・浅野暁一(住友金属) 福田 稔・田中 清(山内ゴム)	30
	41	3.30	(1) 粉末冶金の基礎について (2) 磁気緩和損失の計算式について	木村 尚(通研) 佐藤 斉(東北金属)	10
	121	1.26	(1) New Zealand 北東海域におけるマグロ用魚群探 知器の実験 (2) フィリピン海域におけるマグロ魚群の探知につ いて (3) 物理化学における超音波干渉計の応用 (4) 超音波による砂鉄の脱焼	西村 実(水産庁) 間庭愛信(水産庁) 宮原 豊(名古屋大) 佐々木信郎(石炭綜研)	29
(16) 超音波 (研) 委	122	2.18 於関西	(1) 熱電対ブローズによる超音波強度の熱量的測定 (2) 超音波防汚 (3) 超音波血流計における検出音の発生機構 (4) 結晶粒子による超音波の散乱	吉岡勝哉・河島幸彦 } (阪大) 平野英幸 } 柴 幸雄(新三菱重) 加藤金正・木戸保雄 } (阪大) 小宮 正恵・金子仁郎 } 小谷八郎・正田 研一 } 中川 格 } 能本乙彦(小林理研)	24
	123	3.28	(1) 強力超音波による固定壁境界付近の発熱 (2) 音波による煙霧質の凝集に関する実験	川村雅恭(日大) " "	16
	8	1.18	(1) Meteor-Burst 通信方式についての一考察 (2) FS デジタル信号の間歇通信について (3) ダイパシチの改善度について (4) レーダ中継方式 (5) 磁気ドラム形遅延正帰還方式 (6) 計算機によるハミングコードの検討ならびに言語 確率の統計 (7) 日本語音声の自動識別方法について (8) PCM 通信における瞬時縮伸	長岡崇雄(阪大) 生島広三郎(電波研) 金久正広(神戸大) 林 貞雄・春田 豊(神戸工業) 小林信三(三菱電機) 坂井利之・西尾英之助(京大) 西山静男・徳永迪夫 } (日立) 川勝文磨 } 田中米治・山下一美 } (大阪市大) 細川省一 }	30
(17) 通信方 式(研) 委	9	2.21	(1) 非同期形 PCM 中継方法 (2) 試作デルタ変調多重装置について	尾佐竹 徇・高羽禎雄(東大) 関本忠弘・金子尚志 } (日電) 沢 淳 }	60
	8	1.16	(1) タンタルコンデンサの信頼性向上についての統計 的研究 (2) 寿命許容限界	松山晋爾(通研) 唐津 一(通研)	26
	9	2.16 於関西	(1) 冗長系の保守と信頼度について (2) 機器信頼度の測定	萩原 宏(京大) 市田 嵩(三菱電機)	30
(18) 信頼性 (研) 品質委					

バースト雑音を訂正する符号

E. Meggit: "Error Correcting Codes for Correcting Burst of Errors", Comm. and Elect., 52, p 708, (Jan. 1961). 岩垂裕裕訳 [資料番号 5347]

データ伝送では誤りはバースト性で生じる。このバースト雑音を訂正する符号が、最近多く発表されている。他方 modulo 2 adder からなる負帰還形 linear sequential system は, mod. 2 マトリクスによって表現できることが Elspas により明らかにされた。このマトリクスの適当な変換により回路構成が簡単なバースト訂正符号系を得ることが、この論文の目的である。

系のレジスタ段数を k とすれば任意の時間における系の状態は, k 行 1 列のベクトル X により表わされる。その単位時間後の系の状態は, k 行 k 列のマトリクス T により, TX で表わされる。この系の動作は特性方程式 $F(T)=0$ で表わされ、適当な T に対してこの系は 2^k-1 個の異なる状態をとらう。このような特性方程式を $M(kT)=0$ で示す。さて k 桁のチェック・ビットを持つ n 桁の符号 a_1, \dots, a_n は,

$$a_1 X + a_2 TX + \dots + a_n T^{n-1} X = 0 \quad (1)$$

と表現され、受信符号 a'_1, \dots, a'_n は,

$$a'_1 X + a'_2 TX + \dots + a'_n T^{n-1} X = Z \quad (2)$$

と表わされる。さらに一度 T が決められると、この適当

な変換, $U=STS^{-1}$, $X \rightarrow SX$, (S : nonsingular) について式 (1) は成立する。

式 (1) および式 (2) から、符号の第 r 桁が誤ると、 $Z = T^{r-1}X$ となり、 $T^{r-1}X$ はそれぞれの r につき unique だから第 r 桁の誤りが訂正できる。第 r 桁および第 $r+1$ 桁が誤ると、 $Z = T^{r-1}(1+T)X = T^{r-1}X^*$ となり、式 (1) からこれも訂正可能となる。これは abramson 符号であるが、 $T^* = \begin{pmatrix} T & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$ を用いると、特性方程式 $(T^*+1)M(kT^*)=0$ が成立する。したがって、たとえば、特性方程式 $(T+1)(T^2+T+1)=0$

について、 $X = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ としてやれば、これは

$$a_1 \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + a_2 \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + a_3 \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} + a_4 \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} + a_5 \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} + a_6 \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} + a_7 \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} = 0$$

が成立し、check 法則は (3) のごとくなり、abramson の

$$\begin{aligned} a_1 \oplus a_2 \oplus a_4 &= 0 \pmod{2} & a_1 \oplus a_2 \oplus a_4 \oplus a_5 &= 0 \\ a_2 \oplus a_3 \oplus a_5 &= 0 \pmod{2} & a_2 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_6 &= 0 \\ a_3 \oplus a_4 \oplus a_6 &= 0 \pmod{2} & a_3 \oplus a_4 \oplus a_6 \oplus a_7 &= 0 \\ a_4 \oplus a_5 \oplus a_7 &= 0 \pmod{2} & a_4 \oplus a_5 \oplus \dots \oplus a_7 &= 0 \end{aligned} \quad (4)$$

check 法則, (4) よりも回路構成が簡単になる。

同様にして種々の符号の変換により、簡単な回路構成が実現される。 (秋山委員)

PCM 伝送系の雑音

H. Scheftelowitz: "Noise in a PCM Transmission System", Ericsson Tech. 16, 2, p 207, (1960). 荒谷孝夫訳 [資料番号 5348]

本論文は PCM の伝送系で考慮せねばならない雑音として再生中継器のトリガ点の乱弾偏差から生ずる符号間干渉による雑音、すなわちパルス位置変調に基づくものと、近端と遠端の非了解性漏話により生ずるものと熱雑音との三つに分けて解析し、一つのモデルにあてはめて相互のレベル関係を示している。

パルス位置変調雑音は受信波と再生中継器におけるタイミング波との間のタイミング偏差の関数に起因し、この問題については E.D. Sunde の解析を引用して説明し、その結果を用いて理想低域ろ波器と自乗余弦低域ろ波器のインパルス応答の波形から符号間干渉としての雑音電圧を計算し、次式で与えた。ここで ΔT はタイミング偏差の実効値、 U_m は送信パルス振幅である。

$$U_{PPM}^2 = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(J_n T)^2}{n^2} U_m^2 \quad \text{矩形パルス}$$

$$U_{PPM}^2 = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(J_n T)^2}{n^2} \frac{1}{(1-4n^2)^2} U_m^2 \quad \cos^2 \text{パルス}$$

近端の漏話は H. Kaden によるケーブル内漏話の解析を引用し、その電力スペクトルから計算し、その結果は送信パルス振幅、回線長に比例しパルスの形状に影響され、矩形波パルスと \cos^2 パルスについて計算している。

遠端の場合は静電結合のみのとき漏話は大となるゆえ、簡単に全長に対する結合容量の実効値のみで結合した等価回路について計算し、その結果は送信パルスの微分値に比例して漏話量が変化し、近端の場合と同様な特性を示している。ただ

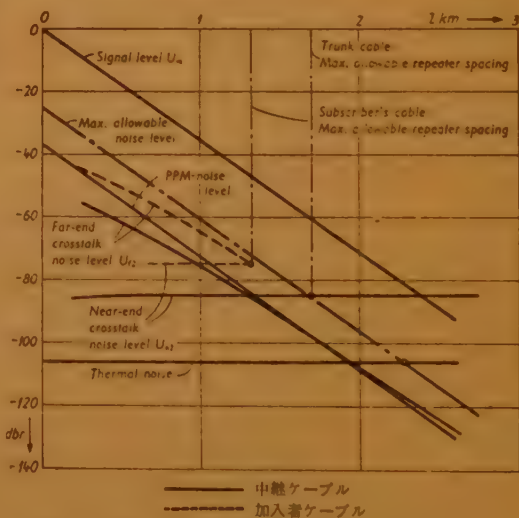


図 1 雑音レベルダイヤ、0.4 mm ケーブル、 \cos^2 パルス

し近端の場合は回線長の影響は非常に少なく漏話はほとんど一定とみなせる。

熱雑音は帯域を繰返し周波数の 1.5 倍とトランジスタの雑音指数を 20 dB として計算している。

以上の結果に 24 通話路、繰返し周波数 1.536 Mc, 帯域 2.4 Mc, 最大回線長 200 km, 0.4 mm, 0.6 mm ケーブルに適用し、中継間隔 1.8 km, 中継区間の許容雑音 200 PW 等の数値を入れて計算している。その結果の一例を図に示す。

(森永委員)

与えられた相関関数を有する標本化されたガウス時系列の作り方

M.J. Levin: "Generation of a Sampled Gaussian Time Series Having a Specified Correlation Function", Trans. I.R.E. IT-6, 5, p 545, (Dec. 1960). 水町守志訳 [資料番号 5349]

Z 変換を用いて、独立なランダム変数から与えられた相関関数を有する定常 ガラス 過程の標本系列を得る計算方法が述べられている。

標本時間間隔を時間単位とし、求める標本時系列は期待値零、電力スペクトラム $\Phi(z)$ は K 次の有理関数であるとする。

$$\left. \begin{aligned} \Phi(z) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \phi(m) z^{-m} \quad \phi(m): \text{相関関数} \\ z &= e^{j\omega} \\ \phi(m) &= \sum \left[[z^{1-m}]^{-1} \Phi(z) \right] \text{の単位円内の留数} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

一般にスペクトラムと相関関数の間には (1) の関係がある。

計算の手続は、まず、白い雑音 $u(n)$ を、与えられた相関関数 $\phi(m)$ を有する雑音 $y(n)$ に変換する線形ろ波の伝達関数 $H(z)$ を求める。ついで、 $u(n)$ から $y(n)$ を求める循環式を求めるのである。すなわち、

$$\Phi(z) = H(z)H(z^{-1}) \quad (2)$$

を用いて $H(z)$ を決定する。

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_K z^{-K}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_K z^{-K}} \quad (\text{ただし } b_K \neq 0) \quad (3)$$

ろ波の衝撃応答 $h(n)$ は (4) により求まる。

マルコフ階段入力に対する低域ろ波器出力の確率密度

W.M. Wonham: "On the Probability Density of the Output of a Low-Pass System When the Input is a Markov Step Process", Trans. I.R.E. IT-6, 5, p 539, (Dec. 1960). 水町守志訳 [資料番号 5350]

ある汎関数の系の入力が一定数の階段状態を有するマルコフ過程であるときの、出力ベクトルと入力の結合密度関数を表わす式が求められている。以下に計算の概要を示す。

$\{s(t)\}$, $0 \leq t < \infty$, が一定数 $i=1, \dots, m$ の状態を有するマルコフ過程で各状態は一定レベル s_i をとるとする。定常遷移確率 $P(\tau)=[p_{ij}(\tau)]$ は (1) で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} P(\tau) &= \exp(\tau M) \equiv I + \tau M \\ M &= [\mu_{ij}], \mu_{ij} \geq 0 (i \neq j), \mu_{ii} = -\mu_i = \sum_{j \neq i} \mu_{ij} \\ (p_{ij}(\tau) &= P_r[s(t+\tau)=s_j | s(t)=s_i]) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

系は $s(t)$ の微係数を含まないもの (低域通過形) で、

$$\left. \begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= U[X; s(t)] \\ X(t) &= [x^1(t), \dots, x^N(t)], U = [u^1, \dots, u^N] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

(2) で表わされるとする。この系に相対の連続、すなわち

$$\left. \begin{aligned} X(t+\tau) &= F[\tau; X(t), s_j] \equiv F_j[\tau; X(t)] \\ |\tau| \leq T, j &= 1, \dots, m \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

および $s(t)$ のジャンプにおける $X(t)$ の連続、すなわち

$$\left. \begin{aligned} [F_j(-\tau; X) - F_j(\tau; X)] \rightarrow (\tau \rightarrow 0) \\ j, i = 1, \dots, m \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$h(n) = \sum_{n=0}^{\infty} h(n) z^{-n} \quad (4)$$

したがって、ろ波の出力 $y(n)$ は (5) で表わされる。

$$y(n) = \sum_{m=0}^{\infty} h(m) x(n-m) \quad (5)$$

$x(n)$ はろ波の入力である。ろ波に入力が入り始めたときにも定常状態におけると同様の動きをさせるために、独立なランダム変数 $v(i)$ より生じたと考えて、補助的なランダム出力 ξ_i を初期条件とする。 $v(i)$ は $u(n)$ と同じ分散を有するとする。一般に出力は (6) で表わされる。

$$\left. \begin{aligned} y(n) &= \sum_{m=0}^{\infty} h(m) x(n-m) + \xi_n \\ \xi_n &= \sum_{m=1}^{\infty} h(m+n) x(-m) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$x(n)$ の相関関数が既知であると ξ_n が求まるわけであり、今の場合、 ξ_n の共分散マトリクスは (7) で求まる。

$$R_{ij} = \cos(\xi_i, \xi_j) = \phi(i-j) = \sum_{m=0}^i h(m) h(m+j-i) \quad (7)$$

(7) から Morsaglia (Trans. IRE. IT-3) の方法より $[c_{ij}]$ を求め ξ_i が得られる。

$$\xi_i = \sum_{j=0}^i c_{ij} v(j) \quad (8)$$

(8) より ξ_i を K 個作成すれば初期条件が得られる。 $n \geq K$ について、出力は (9) なる循環式で得られる。

$$\left. \begin{aligned} y(n) &= -b_1 y(n-1) - \dots - b_K y(n-K) + a_0 u(n) \\ &\quad + a_1 u(n-1) + \dots + a_K u(n-K) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

上述の計算は初期条件として、ろ波が定常に動作しているのと同じにしたところに特長がある。(秋山委員)

の条件をおく。したがって複合事象 $\{X(t), s(t)\}$ はマルコフ過程であり、 X について連続、 s について m 個のものである。

ある $s(0), X(0)$ の初期条件の下で、 $s(t)=s_j, X(t)=X$ となる確率を $W_j(X, t) dx^1 \dots dx^N = W_j(X, t) dX$ とかくと、

$$\left. \begin{aligned} W_j(X, t+\tau) &= e^{-\mu_j \tau} W_j[F_j(-\tau; X), t] \left| \frac{\partial F_j(-\tau; X)}{\partial X} \right| \\ &\quad + \sum_{i \neq j} \int_0^\tau W_i[F_i(-(\tau-\tau'); X), t+\tau'] \\ &\quad \cdot \left| \frac{\partial F_i(-(\tau-\tau'); X)}{\partial X} \right| \mu_{ij} e^{-\mu_j(\tau-\tau')} d\tau' \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

と表わされる。(2), (3) を変形したものを用い、(5) の両辺を $0(\tau)$ について展開すると、(6) なる関係式と得る。

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial W_j(X, t)}{\partial t} + \text{div}[U_j(X) W_j(X, t)] \\ = \sum_{i \neq j} \mu_{ij} W_i(X, t) - \mu_j W_j(X, t) \quad j=1, \dots, m \\ (\text{ただし } \text{div}[U_j W_j] = \sum_{r=1}^N \frac{\partial u_j^r W_j}{\partial x^r}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

(6) の j についての 1 から m までの和をとれば各辺は零となり連続の関係を示す。また平衡状態が存在するならば (6) の時間微分を零としたものになるわけである。

計算例として、3 レベルの階段入力を 1 次 RC ろ波に加えた場合、および Rice の電信符号 (BSTJ, 23(1944) を 2 回積分した場合が挙げられている。

(秋山委員)

非直線半導体素子を使用した入出力周波数の等しい非相反変換器の理論

von R. Manrer und K.H. Löcherer: "Theorie nichtreziproker Schaltungen mit gleicher Eingangs- und Ausgangsfrequenz unter Verwendung nichtlinearer Halbleiter elemente", AEÜ, 15, 2, p 71, (Feb. 1961). 喜田昭一訳 [資料番号 5351]

2個のトンネル・ダイオードまたは2個のパラメトリック・ダイオードまたは1個のトンネル・ダイオードと1個のパラメトリック・ダイオードを、それぞれアップコンバータまたはダウンコンバータとして縦続接続した非相反変換器の特性について述べてある。

この変換器の等価回路は図1のごとくである。2個のダイオードには同じポンプ電源よりポンプ電力を加える。この場

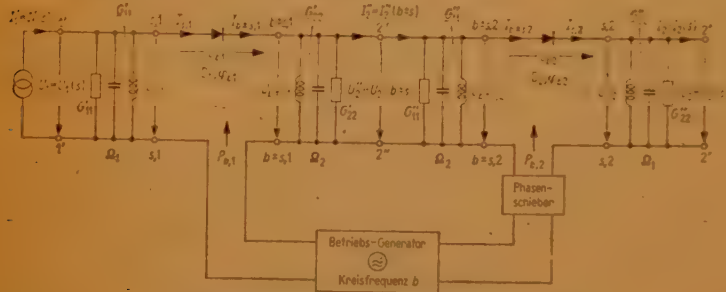


図1 非直線半導体素子を用いた非相反変換器の等価回路

表1 非相反変換器の特性

使用非直線素子	変換周波数	ポンプ電圧の位相差 $\varphi_{b1} - \varphi_{b2}$	$Y_{12}=0$ するための結合アドミタンス	伝送利得	入力アドミタンス	出力アドミタンス
トンネルダイオード 2個	$\Omega_1 = b + \Omega_1$	$\pm \pi/2$	$\mp j \frac{S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)}}{S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}}$	$0 < L_n < \infty$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$
	$\Omega_2 = b - \Omega_1$	$\pm \pi/2$	$\mp j \frac{S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)}}{S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}}$	$0 < L_n < \infty$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$
パラメトリックダイオード 2個	$\Omega_1 = b + \Omega_1$	$\pm \pi/2$	$\mp j \frac{S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)}}{S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}}$	$0 < L_n < \infty$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$
	$\Omega_2 = b - \Omega_1$	$\pm \pi/2$	$\mp j \frac{S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)}}{S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}}$	$0 < L_n < \infty$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$
1. パラメトリックダイオード	$\Omega_1 = b + \Omega_1$	0 または π	$\mp j S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$	$0 < L_n < \infty$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$
2. トンネルダイオード	$\Omega_1 = b - \Omega_1$	0 または π	$\mp j S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$	$0 < L_n < \infty$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$	$S_{11}^{(1)} S_{22}^{(2)} / S_{12}^{(1)} S_{21}^{(2)}$

(野田委員)

チェビシェフ近似による一定の群遅延時間を持つ全域、低域および帯域通過回路の設計

E. Ulbrich and H. Piloty: "Über den Entwurf von Allpässen, Tiefpässen und Bandpässen mit einer im Tschebyscheffschen Sinne approximierten konstanten Gruppenlaufzeit", A.E.Ü. 14, 10, p 451, (Oct. 1960). 柳沢 健訳 [資料番号 5352]

従来、ろ波回路や移相回路の遅延時間特性を帯域内で一定値に近似しようという試みにはトムソンのパワースeries展開があり、チェビシェフ形の近似については、わが国の山本が試みているが低次の場合しか結果が得られていない。この論

合第2番目のダイオードに加わるポンプ電圧の位相は移相器により調節できるようにする。

信号角周波数を Ω_1 、ポンプ角周波数を b 、第1番目のダイオードの出力周波数を Ω_2 とすると

$$\Omega_2 = b \pm \Omega_1$$

となり、これら周波数の電圧と電流の間には、つぎの関係がある。

$$\begin{pmatrix} I_{b+\Omega_1} \\ I_{b-\Omega_1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}^{(1)} & S_{12}^{(1)} \\ S_{21}^{(1)} & S_{22}^{(1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{b+\Omega_1} \\ U_{b-\Omega_1} \end{pmatrix}$$

上記のようにダイオードを組合わせた場合の変換器の特性および非相反性が成立するためのポンプ電圧の位相差を求めると表1のようにになる。

すなわちトンネル・ダイオード2個、またはパラメトリック・ダイオードとトンネル・ダイオード各1個を縦続的に接続したときには $\Omega_2 = b \pm \Omega_1$ のいずれの場合にも伝送利得が得られるが、パラメトリック・ダイオード2個を用いたときには $\Omega_2 = b + \Omega_1$ (non inverting) の場合には伝送利得は得られない。

また、パラメトリック・ダイオードを使用し、 $\Omega_2 = b - \Omega_1$ (inverting) の場合には入力アドミタンスは負となるから、安定な増幅を得るにはアインロータを必要とする。

文も一般的な解を与えるものではないが、取れんのない近似方法を開発し、計数形電子計算機を用い、次数1~10について遅延偏差を変化した場合の伝送関数の極の位置を計算した結果がのべられている。

この論文は回路反伝送関数としては全域通過形を基礎にしている。すなわち H を反伝送関数とすると、

$$g = \ln H = \ln |H| + j \arg H = a + jb$$

a がネーパであらわした振幅関数、 b が位相関数をあらわす。群遅延時間は次式であらわされる。

$$\tau = db/d\omega$$

全域通過形特性の場合には $|H|=1$ であるから次式の複素群遅延時間 $\tau(\omega)$ が定義される。

$$t(\lambda) = \frac{d}{d\lambda} \ln H(\lambda) = \frac{H'(\lambda)}{H(\lambda)} \quad (\lambda = j\omega + \sigma)$$

λ_v を $H(\lambda)$ の零点とすると

$$H(\lambda) = \prod_{v=1}^n \frac{\lambda - \lambda_v}{1 - \bar{\lambda}_v \lambda} \quad R_e(\lambda_v) < 0$$

$$t(\lambda) = \sum_{v=1}^n \left(\frac{1}{\lambda - \lambda_v} - \frac{1}{\lambda + \bar{\lambda}_v} \right)$$

これより全域通過形回路の遅延時間 $t(\lambda)$ は単極で、かつ左(右)半平面の極の留数は $+1(-1)$ でなければならないという厳重な制限が課されることがわかる。

一方、近似すべき基底関数としては次式のバーンステインによるチェビシェフ有理関数 $(T, F)R(\lambda)$ を用いる。

$$R(\lambda) = \frac{\prod_{v=1}^n [-(2\lambda_v^2 + 1)\lambda^2 - \lambda_v^2 + 2\lambda_v \sqrt{\lambda_v^2 + 1} \lambda \sqrt{\lambda^2 + 1}]}{2 \prod_{v=1}^n (-\lambda^2 + \lambda_v^2)} + \frac{\prod_{v=1}^n [-(2\lambda_v^2 + 1)\lambda^2 - \lambda_v^2 - 2\lambda_v \sqrt{\lambda_v^2 + 1} \lambda \sqrt{\lambda^2 + 1}]}{1}$$

$-1 \leq \omega \leq +1$ において $R(\lambda)$ は ± 1 の間を振動し、 $\omega \rightarrow \infty$ で一定値に近づく。 $n=5$ についてこの関数を書きあらわすと図 1 のようになる。 $R(\lambda)$ はこのままでは遅延時間の近似には用いられない。また計算の都合上次の周波数変換を利用する。

$$Z = \sqrt{\frac{\lambda^2 + 1}{\lambda^2}}$$

ここで仮想的な反伝送関数として

$$W(Z) = \prod_{v=1}^n \frac{Z - Z_v}{1 - \bar{Z}_v Z} \quad R_e(Z_v) < 0$$

を定義すると、 $R(\lambda)$ と $W(Z)$ はつぎの簡単な関係で結ばれる。

$$R(\lambda) = [G_e\{W(Z)\}] \quad Z^2 = \frac{\lambda^2 + 1}{\lambda^2} = \frac{1}{2} \{W(Z) + W(-Z)\}$$

図 2 に示すようなチェビシェフ近似された遅延時間 $t(\lambda)$ を作ると、 $t(\lambda)$ と $R(\lambda)$ はつぎの関係で結ばれる。

$$R(\lambda) = \frac{1}{\delta} [\tau_0 - t(\lambda)]$$

したがって問題は $t(\lambda)$ が遅延時間特性の制限を満足するように $R(\lambda)$ の極を定めることに帰着する。 $t(\lambda)$ の制限から、 $R(\lambda)$ の留数は次式のようにならなければならない。

$$\lim_{\lambda \rightarrow \pm \lambda_p} (\pm \lambda - \lambda_p) R(\lambda) = \mp \frac{1}{\delta}$$

したがって

$$\lim_{Z \rightarrow \pm Z_p} (\pm Z - Z_p) G_e\{W(Z)\}$$

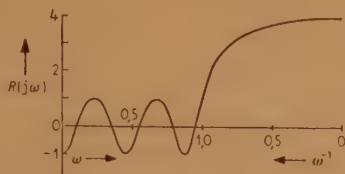


図 1

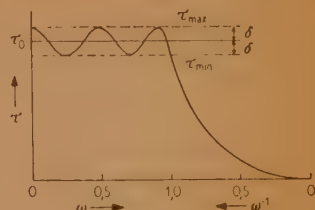


図 2

$$= \pm \frac{1}{\delta} \left[\frac{(Z^2 - 1)^{n/2}}{Z} \right]_{Z = \pm Z_p}$$

これを変形すると次式が得られる。

$$F_p = \frac{(Z_p^2 - 1)^{n/2}}{Z_p^2} + \delta \prod_{\substack{\nu=1 \\ \nu \neq \mu}}^n \frac{Z_p + Z_\nu}{-Z_p + Z_\nu} = 0$$

$$\mu = 1, 2, \dots, n$$

これが解くべき基本式であるが、 $n > 2$ では一般解は得られない。本文では逐次近似によって、 Z_p を求める方法がのべられている。

全域通過形の反伝送関数が求まれば、これから低域または帯域通過回路を導くのは容易で、本文では色々な場合についての計算例がのべられている。一例として $n=5$, $\tau_0=6.5$, $\delta=1.629$ の低域通過回路の振幅および遅延特性を図 3 に示す。

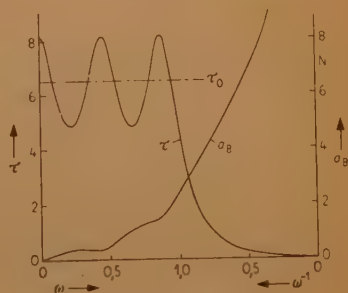


図 3

この外、 n 次の全域通過形の場合について次式の利用率 η を定義し

$$\eta = \frac{\tau_0}{n\pi} (\omega_A - \omega_{-A})$$

トムソン形にくらべて、チェビシェフ近似をした方が η が大きくなることを示している。最後に $n=1 \sim 10$ について δ を変化した場合の極の位置、 τ_0 および η が表に示てあげられている。(柴山委員)

Image parameter 法によるろ波回路網の素子偏差に対する影響

J.W. Scholten: "The Effect of Tolerances in the Elements of Image Parameter Filters", Philips Telecom. Rev. 22, 2, p 63, (Jan. 1961).

柴山 博訳 [資料番号 5353]

ろ波回路網を実際に製作する際、その回路網を構成している素子の値の偏差をどの位におさえるかということは、ろ波回路網の特性変化をどの位まで許容し得るかということと密

接に関係のある問題であり、さらにこのことは直接ろ波回路網の製作費にも影響する重要な問題でもある。

本論文は image parameter 法により設計されたろ波回路網について、構成素子の値が理論値より変化した際、減衰および位相特性、並びにろ波回路網の入力インピーダンスがどのような変化を受けるかという点につき、つぎのような方法を用いて検討したものである。

すなわち図 1 に示すように、まずろ波回路網を、2つの部分に分けてみる。そうすれば、このろ波回路網の素子偏差は

$$A^d(r) = \frac{1}{4\pi} \int_{S_1+S_2+A} J'(\rho') \frac{\exp[ik|r-\rho'|]}{|r-\rho'|} dS'$$

となり、 $H^d(r) = \nabla \times A^d(r)$ から $E^d(r)$ も得られる。そこで電流密度 J' を定めるのがこの論文の目的になるが、 $z=0^+$ 上の電流密度を J^+ とすると、対称性から J' は $2J^+$ になり、境界条件を用いて J^+ を定める積分方程式として次式を得ている。

$$\int_{-\infty}^{-a} J_1(x') H_0^{(1)}[k_0|x-x'|] dx' + \int_a^{\infty} J_2(x') H_0^{(1)}[k_0|x-x'|] dx' = n \int_{-a}^a e^{ik_1 x'} H_0^{(1)}[k_0|x-x'|] dx' + C e^{ik_1 x} + D e^{-ik_1 x} \quad |x| > a$$

ただし J の肩の符号は省いてあり、 C, D は積分定数である。この形は完全導体スクリンの場合の積分方程式とよく類似し

矩形導波管の分岐における電磁波の反射および透過

H. Kaden: "Elektromagnetische Wellen in Verzweigungen von Rechteckhohlleitern", A.E.U. 15, 2, p 61, (Feb. 1961). 榛葉 実訳 [資料番号 5355]

本論文は矩形導波管の分岐における電磁波の透過および反射を計算したものである。まず最初に図1のように断面がそれぞれ a, b の矩形導波管が2つ平行にあり、その共通の壁が $z \geq 0$ の範囲でなくなり、幅が $2a$ の導波管になっている場合

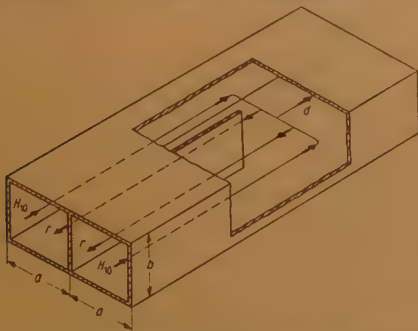


図1 平行な2つの導波管に H_{10} 波が入射したときの例で r は反射波、 d は透過波を示す。

を取り扱う。入射波は図1に示すように2つの矩形導波管に同相で入ってくるとする。この場合矩形導波管中の電磁界は基本モードと無限の高次モードの和としてあらわすことができ、 $z < 0$ の部分では

$$\left. \begin{aligned} E_y &= E_0 f_2(x) e^{-j\beta_2 z} + \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{E_{rm}}{z_m} f_m(x) e^{j\beta_m z} \\ H_x &= -\frac{E_0}{z_2} f_2(x) e^{-j\beta_2 z} + \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{E_{rm}}{z_m} f_m(x) e^{j\beta_m z} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

とあらわされる。ここで $f_m(x)$ は

$$f_m(x) = \begin{cases} \sin \frac{m\pi x}{2a} & 0 < x < a \\ -\sin \frac{m\pi x}{2a} & a < x < 2a \end{cases} \quad (2)$$

である。また $z > 0$ の部分では

$$\left. \begin{aligned} E_y &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{E_{dn}}{z_n} \sin \frac{n\pi x}{2a} e^{-j\beta_n z} \\ H_x &= -\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{E_{dn}}{z_n} \sin \frac{n\pi x}{2a} e^{-j\beta_n z} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

ているので、 ka が大きいところでは漸近的に解くことができ、最初の2,3項で十分近似できることが示される。 $(ka)^{-5/2}$ の order の電流分布を定める2つの連立積分方程式が導かれ、これはWiener-Hopf形であるのでFourier変換の方法によって解かれている。これによってスクリン上の高周波電流が表示され特に $\alpha = \pi/2$ の場合についても示される。最後にスリットの透過断面積が定義され、それに基づく透過係数が J_1 および J_2 のフーリエ変換 \bar{J}_1 および \bar{J}_2 を用いて得られている。

$$t = n - \frac{1}{2a} R_c [e^{ik_1 a} \bar{J}_1(kl) + e^{-ik_1 a} \bar{J}_2(kl)]$$

そして $\alpha = 0$ および $\pi/2$ についての t がそれぞれ完全導体スクリンの場合の H および E 偏波の場合の透過係数に等しくなることを指適している。(堀内委員)

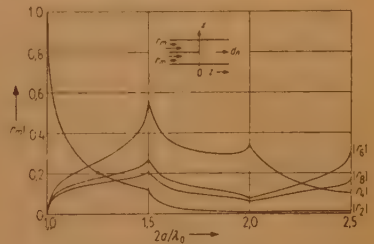


図2 2つの導波管に同相で入射したときの反射係数

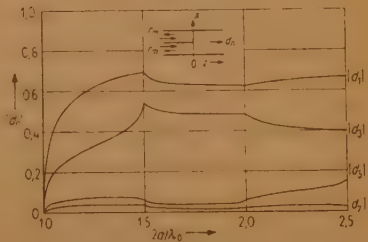


図3 2つの導波管に入射したときの透過係数

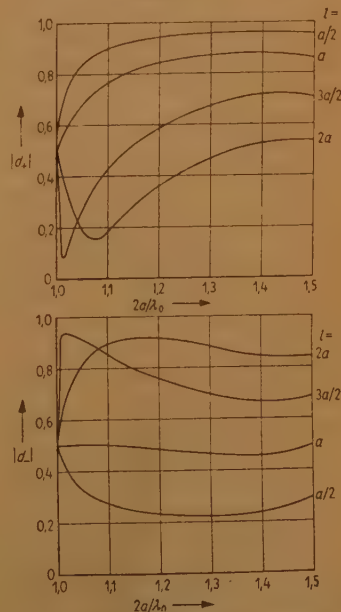


図4 方向性結合器の透過係数

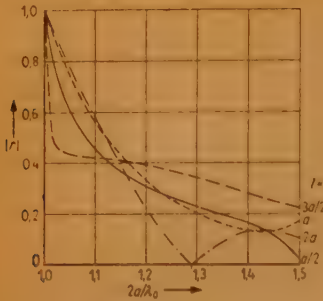


図5 方向性結合器の反射係数

2mm 波帯の導波管装置

C.W. van E.S., M. Gevers & F.C. de Ronde:
 "Waveguide Equipment for 2mm Microwaves,
 I. "Components", 22, 4, p 113, II. "Measuring
 Set-ups", Philips Tech. Rev. 22, 6, p 181,
 (1960/61). 中川一郎訳 [資料番号 5356]

プラズマ、ガス吸収および固体物理等の研究に波長 2mm の発生、導波管回路素子および測定装置を必要とするため、この方面のミリ波技術がますます重要となってきた。本論文は 2mm 波帯の開発した回路素子を第 1 部に、測定および測定装置を第 2 部に述べている。ミリ波発生器は 4mm 波帯の反射形クライストロン DX 151 を使用し、点接触形ダイオードを用いた周波数通倍器で 2mm 波を発生させる。2mm 波に使用する矩形導波管の内寸法は 0.86mm×1.66mm で、内面は金メッキを施したものである。4mm および 2mm 波帯のすべての回路素子には接続のため Claw フランジを取り付けてある。この構造は小さく、そして回路系の組立て、取りはずしが容易にできる。その重要性について詳細に述べている。回路素子の中で大抵のものは長い波長のものを縮小して構成したものであるが、特に新しい構想の設計による機器が 3 つある。PIN 変調器、可変インピーダンスおよび回転形方向性結合器である。PIN 変調器はゲルマニウムを導波管内に挿入して電氣的に制御する減衰器である。ゲルマニウムの P 領域と N 領域は I 領域で分けられ、ウェハ形で構成されている。I 領域は極めて低い電気伝導度をもっている。普通それは低損失誘電体のように動作するが、P と N 領域間に電圧を加えると、正孔および電子は I 領域に流れ込む。そして I 領域は吸収媒質となる。この方法で制御電流 15mA にすると (約 10mW の出力制御)、I 領域の損失は約 25dB になる。それゆえ交流制御電流を加えると振幅変調を行なうことができる。

センチ波帯において定在波比は定在波測定器で測れるが、2mm 波帯になるとある必要精度を有する定在波測定器をつくるのが困難であるから、定在波比の代わりに反射係数を測定する。反射係数を直読できるようになっている可変インピーダンスと未知インピーダンスをマジック T の両側分枝に接続し、ブリッジ回路を形成して反射係数測定を容易に行なうことができる。この可変インピーダンス回路を図 1 に示す。吸収板 4 は固定で、入射電界 E に対して垂直で、吸収板 5 は金属終端 6 に股けられている。それは回転し、そして軸

とあらわされる。反射係数および透過係数は式 (1) と式 (3) の E_y, H_x が $z=0$ でそれぞれ連続であるという条件を用いて求められる。その結果は図 2 および図 3 に示す。また幅の広い矩形導波管から入射したときの結果も同様にして求められる。

2つの矩形導波管の共通の壁が軸方向に長さ l だけ空いているような、方向性結合器の透過係数および反射係数も前述の方法から求められ、その結果は図 4 および図 5 に示ようになる。透過係数はスリットの長さ $l=(3/2)a$ で $2a/\lambda_0=1.32$ のとき $|d_0|=|d_1|=0.686$ となり両方の導波管に入射電力は等分に出てくる。反射係数はこのとき $|r/2|=0.166$ となる。この方向性結合器は 2 つの導波管への電力の分配等に用いられる。(野田委員)

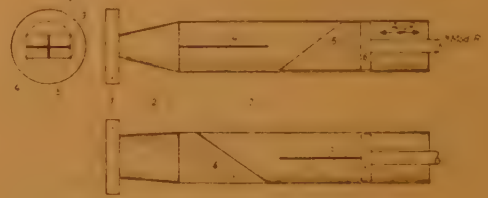


図 1

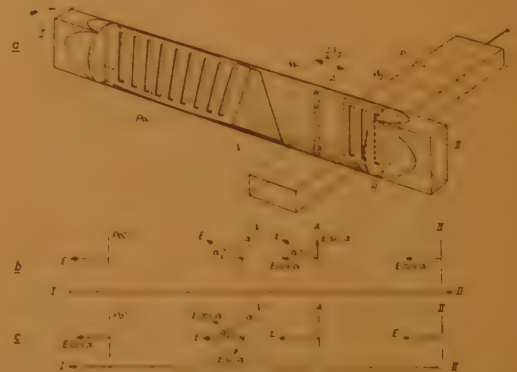


図 2

方向に移動できるようになっている。このような回路構成にすれば較正することなく、計算で反射係数の振幅および位相は求められる。

回転形方向性結合器は図 2 に示す。その回路の動作は I から入射した波は偏波ストリップ (pol) を損失無く通過する。その偏波ストリップは角度 α だけひねられているから、偏波面はその角度だけ回転をうける。その電界は垂直成分 $E \sin \alpha$ と水平成分 $E \cos \alpha$ をもっている。 $E \sin \alpha$ の成分はプローブ A に結合し、出力は二次導波管 W_2 にあらわれる。 $E \cos \alpha$ 成分は II 端子へ出る。つぎに II 端子から波を入射すると、プローブ A に結合しない。図 2 C に示すように $E \cos \alpha$ 成分が I 端子に現われる。この方向性結合器の結合係数は角度 α の関数で、連続的に -3dB から -40dB まで可変できる。そして周波数に無関係である。

そのほか軸で回転するスクリュ・チューナおよび回転形減衰器についても詳細に解析している。

第 2 部は測定および測定装置で、第 1 部で解析した回路素子を用いて、ミリ波回路の損失の測定、マジック T 回路から成るブリッジ法のインピーダンス測定および 2 mm 波帯の carbonyl sulphide の吸収線の測定等を論じている。

まずミリ波回路の損失測定では 0.1 dB から 3 dB までの損失は十分測定できる。インピーダンス測定では 0.01 よりも小さい電圧反射係数のものでも十分良い精度で測定できる。その他第 1 部で述べなかった鉱石検波器、導波管切替器および単向管について説明してある。

(野田委員)

100 dB の減衰を示すマイクロ波 半導体スイッチ

D.W. Feldman & B.R. McAvoy: "A 100-dB Microwave Semiconductor Switch", R. S. I. 32, 1, p 74, (Jan. 1961). 大越孝敬訳 [資料番号 5357]

計算機用の点接触形ゲルマニウム・ダイオード 1N 419 を用いて、1 W 程度の電力に耐える 9000 Mc 帯用マイクロ波スイッチを試作した。

特に OFF 時の減衰を大きくするために、2 つの手段が講じられている。ひとつは図 1 に示すようなダイオード・マウントを、移相器を介して 2 個連続に接続したこと、2 個のダイオードの間の等価線路長が 1/4 波長の整数倍のとき、非常に大きな減衰を与えることができる。

いまひとつは、2 個のダイオードの外部同軸回路にわずかのマイクロ波

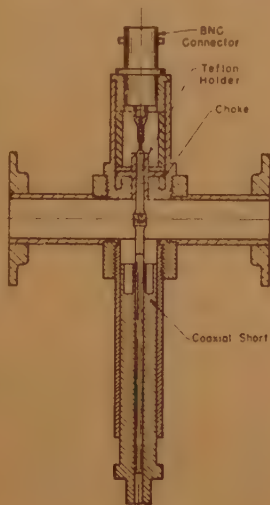


図 1

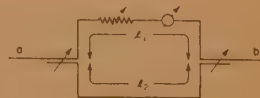


図 2

電力が漏れるように図 1 のチェックを設計し、共通に接続された外部同軸回路とマイクロ波導波管回路が、OFF 時に一種のブリッジとして動作してより大きな減衰を与えるようにしたことである。等価回路的に示せば図 2 のようになる。 L_2 が外部同軸回路を示す。OFF 時には両アームの通過電力が出力端 (b) にて相殺する。一方、外部同軸回路はきわめて弱く結合されているので ON 時の動作にはほとんど影響しない。

なお図 1 のマウントは、鉱石に順方向電圧を加えたときマイクロ波が透過し (ON)、逆方向のときに堰層容量と同軸リアクタンスが直列共振を起こし、マイクロ波を反射する (OFF) ように設計されている。

主要なデータを列挙すれば、以下の通りである。

OFF 時減衰 100 dB, スイッチ時間 3×10^{-7} 秒, 減衰が 75 dB まで低下する帯域幅 ± 5 Mc, 安定度は数時間で減衰度劣化 3 dB 程度である。

本器は 9000 Mc スーパーヘテロダイン形分光装置の混合クリスタルの保護用に試作されたものであるが、レーダ (特に受信機初段にメーザを用いたもの) の TR スイッチ等への応用も考えられよう。

(青木委員)

VLF による周波数同期

C.H. Looney, Jr.: "A Very Low Frequency (VLF) Synchronizing System", I.R.E., 49, 2, p 448, (Feb. 1961). 東 吉夫訳 [資料番号 5358]

人工衛星の急速な技術の進歩に伴ない種々の研究目的を持った衛星が相ついで打揚げられている。NASA では、NRL で開発されたモニタリングシステムで衛星を追跡しているが、地球上に配置してあるモニタリング各局の時間標準源の周波数同期は、追跡精度を高めるために長期間にわたって高安定度に保つ必要がある。本論文では電離層伝播による影響が少ない VLF 帯での周波数同期の実験を行ない 1×10^{-10} の精度を得た試験結果を受信装置と共に述べている。

VLF 帯の電波が著しい位相安定度を持っており 1×10^{-10} 以上の周波数同期が可能であることはハーバード大学のピアース教授の長期にわたる実験によって示されている。著者らはパナマから発射している 18 kc (NBA) ボルダーから発射している 20 kc (WWVL) の VLF 標準電波を利用する装置を試作した。NBA の VLF は北米、南米および濠洲まで良

好な受信ができるような放射電力を持っており、本装置が使用されている現地においては 500 フィートのアンテナを用いて約 1 mV の受信強度が得られている。WWVL の放射電力は NBA に比してさほど大きくはないが、米大陸全域で使用することができる。図 1 は本装置の系統図で、同期方法は直接発振器の周波数を制御することを避けて、発振器出力の位相を制御している。

制御された位相の推移量は時間の関数として連続記録されている。本装置の受信機はトランジスタ式で初段には低雑音形が使われている。受信機的设计は位相安定度に最大の考慮が払われており、受信周波数の選択には同調回路の代わりに 4 Pole Filter が用いられている。受信機を選択度は 430 c/s (3 dB 帯域幅) であるが、装置全体の帯域幅はほぼ 0.003 c/s で雑音の干渉による波形ひずみはほとんど認められない。受信機の最大利得は約 100,000 である。雑音レベルは受信機の利得を限定する要素であるが十分な出力が約 0.1 μ s, rms の雑音のもとで WWVL に同期がとれるように与えられている。この装置の出力は全目盛 100 μ s の目盛指示による位相量

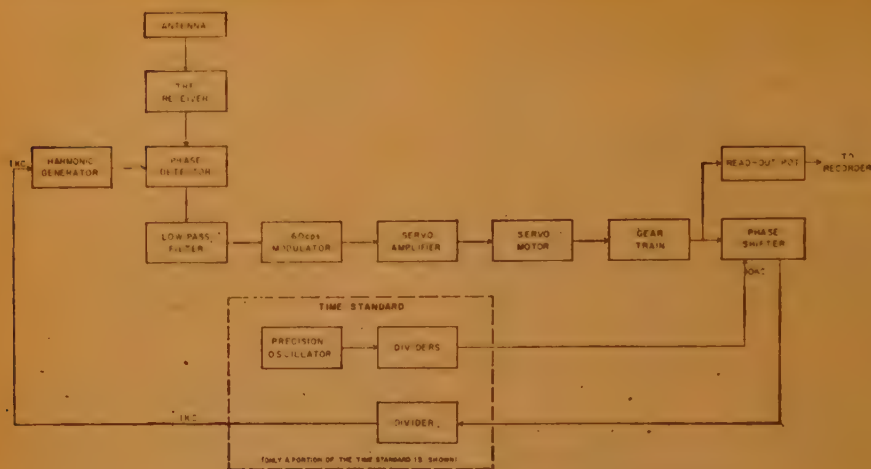


図1 VLF同期装置のブロックダイアグラム

となって現われるため、雑音量は μs の単位で表現されている。高調波発生器は 1kc の高調波によく富んだ矩形形成回路で、受信周波数と同じ周波数の信号を選択して受信機に加えている。位相検波器は安定度の点で特に優れた ratio type でサーボの誤差信号を検出している。

低域ろ波器はサーボ増幅器における雑音飽和効果を抑えるために必要である。移相器は 10kc レゾルバーを使用してローカル時間標準の位相角を変えている。したがって、その出力信号の周波数は主発振器の周波数に比例し、サーボ制御によって移相された位相角を持っている。もし必要であればその位相角は到来基準信号の位相角に追従させ得るよう連続的に推移できる。 60c/s 変調器とサーボ増幅器との総合増幅度は 170 でサーボモータの無負荷速度は $2,400\text{pm}$ である。この値は後で系の計算に用いられる。上述の主発振器、移相器、

ギャボックス、増幅器から成る組合わせはモータの軸速度に比例した周波数偏差の信号を発生する電機的な電圧制御発振器を構成している。

系の帯域幅は雑音を最小にするために小さくすべきであるが、一方同期を達成させるに不必要な遅れを避けるには十分大きな値を選ぶべきである。積分値 ($T_e = 1/\omega_e$) は 45 秒が妥当な値として選ばれた。したがってギャ比は $63,000$ で系の帯域幅は 0.003c/s である。この装置は NBA と WWVL の両方に使用して 1×10^{-10} の精度の周波数同期に成功を収めている。WWVL の使用状態では雑音は近似的に $0.1\mu\text{s}$ である。NBA ではこれより幾分か小さい。NBA 受信の際 $5\mu\text{s}$ のオフセットに対する 63% 回復時間は 35s (近似的) で計算値と極めてよく一致している。(柴田委員)

電波天文学に使われているアンテナ

Trans. I.R.E. AP-9 (Jan. 1961). 山下不二夫訳

[資料番号 5359]

電波天文学の観測部門で重要な部分はアンテナ系である。一般の電波工学で、エマルギの伝送に主点をおくのと異なり、方向探知の特長とも言える。いわゆる電波望遠鏡として開発されて来たアンテナ系の若干の例を、Trans. I.R.E. の Radio Astronomy Issue から抜き出してみよう。電波天文学で扱う電波は、太陽などのごく一部を除いて、非常に微弱なものであり、放射源の空間分布も細部までは知られていない。詳細な観測を行なうため、高分離能、大開口面積のアンテナ系が盛んに開発、設置されている。一方、地球を支配する太陽を研究する目的から、太陽観測に適したアンテナも工夫され、太陽面の情報次第に豊富になって来た。

図1に示すのは、Ohio 州立大学の直立パラボラ反射鏡であるが、鏡軸は水平で、前方には傾斜を変えられる平面反射板があって子午面内の到来波をパラボラに送りこむようになっている。地表は導電処理されて、系の鏡像を完全に作らせる。同一開口面の可動パラボラアンテナに比べて、費用はす

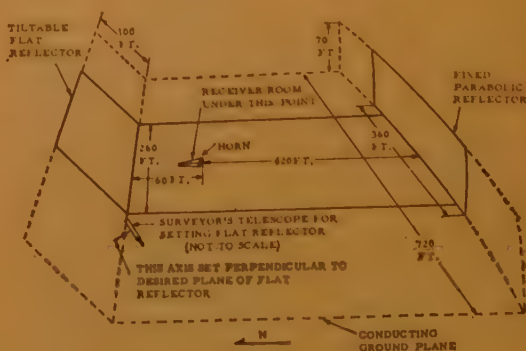


図1

べと少なくで済むし、パラボラは固定されるから、面の精度は損われない。平面反射板の傾きを変えると地球の自転によってビームは全空を走査することができる。このアンテナは $30 \sim 2,000\text{Mc/s}$ の範囲で使い、ビームは $0.18^\circ \times 0.5^\circ$ まで細められるが、実際には 10^4 個ほどの分離能力をもつ、同様

の考えに基づいて、地球の自転によらずビームの自由度を増すための試みの一つに、Stepped cylindrical antenna の考察がある。固定反射鏡のビームを小範囲ですらすのに、フィードアンテナを動かすことが便宜上行なわれるが、パラボラ反射鏡などの場合、収差が大きくなり、細いビームも不完全な結果を与える。そこで、帯状平板で構成される球面反射鏡、さらに断面が二次曲線の筒状反射鏡は、ある視野角、開口角についてコマ収差を消すようにすればその範囲でかなりよい動作をするということをも例と共に挙げてある。

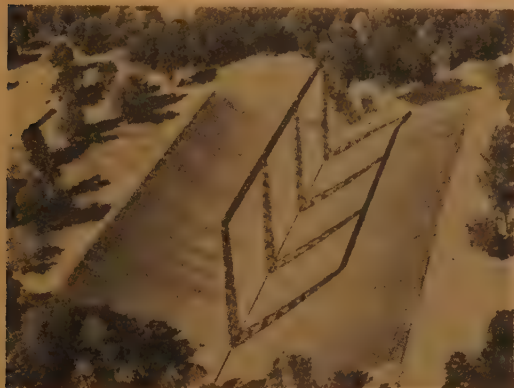


図 2

図2に示すのはイリノイ大学の円筒パラボラ反射鏡で、天頂に向けて地上に設置したアンテナは、611 Mc/s で動作させる。反射鏡は 400 ft × 600 ft の固定だが、フィードアンテナは、電氣的に南北に -30° ビームを振らすことができる。フィードアンテナは多数の conical spiral から成る array で、右回り偏波用である。まず左回り成分のレスポンスをビームの角度に無関係に、十分小さくかつ均一な値にする必要から、右回りに対しては同位相で、左回りに対しては random に合成されるようにケーブルをつなぐ、つぎに、主ローブ以外の感度を極力おさえるため、array の中央の半数を cosine 2 乗分布で等間隔、両端の $1/4$ あてを等振幅で不等間隔とし

て合成したので、第一副ローブは -30 dB 以下となった。特に大規模な array は、不等間隔にした方がよい特性が得られることを強調してある。すなわち、(1) 不要な大きいローブの消滅、(2) 副ローブの平均レベルは、エレメントの数が増すと小さくなり、走査角が増すと大きくなる。(3) 主ローブの形などは、エレメント数と間隔が極端なものでなければ問題にならない、(4) エレメントの振幅分布の範囲は著しく狭くできる、(5) 等間隔では、第一の副ローブは -13.2 dB となるが、不等間隔ではさらに低くできる、(6) 不等間隔の方がエレメントが少なく、同一の数なら走査角か、周波数範囲を増し得る。なお、このアンテナでは、ビームをごく少しずつずらして観測を行ない、全天を走査するのに5年かかる予定である。ビームをずらすのは手働で各エレメントを回し、円偏波に対して位相差を与えればよい、動くアンテナでは、california 工科大学に 90 ft のパラボラ二基があり、干渉計として働いている。各々は可動アンテナで、しかもレール上を東西、南北に 1,600 ft にわたり移動できる。これで任意の分解能が得られ、点波源の赤経赤緯が精密に決定される、一般に二基を干渉計として使う場合、分離能が良くないが、各アンテナのビームがかなり細いため、実用上差しつかえない。

多素子の干渉計としては、Stanford 大学のマイクロ波ヘリオグラフがある。16 基の小形パラボラの array は、多数のファンビームを有するが、東西、南北にそれぞれ array をおき、出力を合成すればペンシルビームが得られる。3,000 Mc/s 帯でのビームは、 $3.1' \times 3.1'$ で、太陽面を走査してふく射の強度分布を知ることができる。ビームの走査は伝送路中の移相器による。この方式でエレメントを大形パラボラにすれば、分離能、開口面積共に大きくなり、さらに鋭いビームも得られることになる。

一般の観測は passive であるが、レーダを使った active な方法も興味があり、Cornell 大学で計画中である。これまでも、月を対象にしたレーダの実験が行なわれたが、この計画は 1,000 ft のパラボラと 2.5 MW の送信機などを用い、太陽、月、電離層など様々な対象を調べることになっている。アンテナは上向きで固定、フィードアンテナをずらしてビームを振る。大口径のアンテナであるから、惑星、太陽、恒星その他からの放射を受信するのに使われ、観測結果が期待される。

以上は、アメリカの現状の一部であるが、これからも推測されるように、アンテナの大形化は年々進行し、オーストラリア、ソビエトなどにおいても独自の計画がすすめられている。そして電波で観る宇宙も次第に広がりを増すことになるものと思う。(柴田委員)



図 3

スタンフォードマイクロ波スペクトロヘリオグラフ用アンテナ

R.N. Bracewell and G. Swarup: "The Stanford Microwave Spectroheliograph Antenna, a Microsteradian Pencil Beam Interferometer", Trans. I.R.E. AP-9, p 22, (Jan. 1961). 山下不二夫訳

[資料番号 5360]

太陽を電波で観測する方法として 10^{-4} steradian 級のペンシルビームを用いた例を説明してある。Christiansen の多素子干渉計で得られるファンビームを二つ直交させ、交わった部分で得られるペンシルビームを、Mills cross のような方法で振らせて太陽面を走査し、ヘリオグラムを得ることを計画してアンテナを建設した。この目的は太陽面上の活動の状態を調べることであり、光学的な太陽とメータ波で

見た太陽とが重なっている部分、つまり、これまであまり知られていなかった彩層外縁とコロナとの間のマイクロ波ふく射を調べて太陽活動の核心をつかもうとするものである。実際にえられた波長は 9 cm で、これより短いと更に内部が見えてしまい、長いとその外側しか見えない。この波長では活動の中心部の輝度は静かなときのそれより 30 倍位も大きい。

観測装置の主眼はアンテナ系で、東西および南北に直径 3 m のパラボラを各々 16 基あておよそ 84 波長間隔で並べ、各列の合成出力をとり出す。各アンテナは同時に太陽を追尾できるようになっている。この周波数帯でみる太陽の大きさは約 $33'$ 。太陽面を詳しくみるためのビームを得るにはアンテナは 12 基、array の長さは 1000 波長でよいが、諸条件を考えて 16 基、1255 波長とした。この場合 167 個のビームができるが、その中 160 個が利用可能である。2 組の array の出力電圧を位相差 0 と π を与えて交互に加えれば、この切換周波数成分が合成されたアンテナの available power を示す。この系で得られた感度は約 10^{-18} watt/m² (c/s) である。実効開口面積は約 15 m² で、これは 6 m のパラボラ一つに相当し。アンテナを結ぶ伝送系の能率は 25% であった。このような規模の大きいアンテナ系の成否は、位相の調整にかかっているが、この場合は種々の点について 5 万分の 1 の精度が要求された。このため伝送系を使用状態のまま位相を測定する方法を考案して、短時間に精密に上記の精度で調整した。二つのファンビームを合成してペンシルビームにする場合は、さらに調整が面倒になる。ヘリオグラムの質はこの調整により左右される。ペンシルビームで走査するには、array の伝送線に誘電体の移相回路を入れ、あらかじめ作られたプログラムによって移相量を制御する。図は得られたヘリオグラムの一例で、ペンシルビームの走査が、ファンビームより活動の中心を明確に捕えている。なお月からのふく射および月レーダの反射も検出された。電波天文学でのアンテナ系は、その分解能の要求が他の電波工学の場合より数等上回ってお

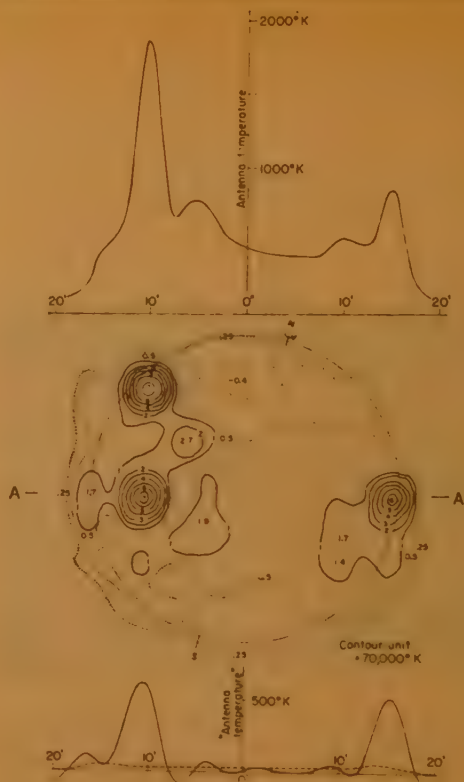


図 1

り、それに適するように開発が行なわれている。ペンシルビームを得る方法は多く考えられているが、実際に使用することを考えれば最も良い方法は、干渉計によるものであると考えられる。

(柴田委員)

宇宙通信における電波伝ばん、雑音および一般方式

H.J. Pratt, Jr.: "Propagation, Noise, and General Systems Considerations in Earth Space Communications", Trans. I.R.E. CS-8, 4, p 214, (Dec. 1960). 沢路和明訳 [資料番号 5361]

この論文は宇宙通信を反射 (広帯域、Pulse) および中継 (狭帯域、CW) 方式について行なう場合の最適運用周波数を決定することを目的として、以下に述べる電波伝ばん、内、外部雑音、送信機出力電力および空中線利得の周波数特性を基礎に検討を行ない、結論として 1965~1970 年代に期待される技術的水準において、受信機出力端で $S/N=1$ が得られる通信可能最大距離の周波数特性を与えている。すなわち、図 1, 2 に示されているように、最適運用周波数範囲は、中継方式において送受信に無指向性空中線を用いた場合、300~7000 Mc の間でほぼ一定な広帯域特性を示すが、送受信のいずれか一方あるいは相方に指向性空中線を用いた場合および反射方式 (送受信共指向性空中線) の場合は主としてマイクロ波帯に存在する。

よく知られているように自由空間内伝ばんの基本的受信電

力: S は反射方式 (two-way または radar system)、中継方式 (one-way または beacon system) によってそれぞれ次式で示される。

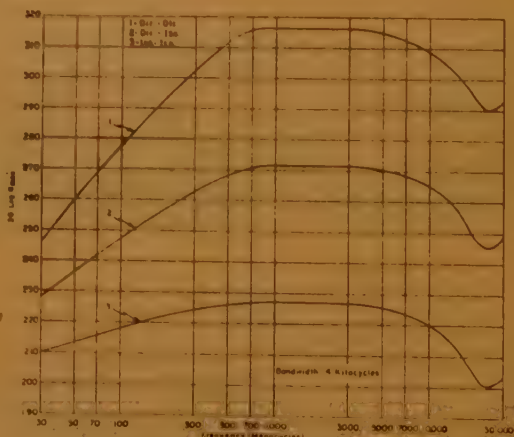


図1 中継方式における最適周波数

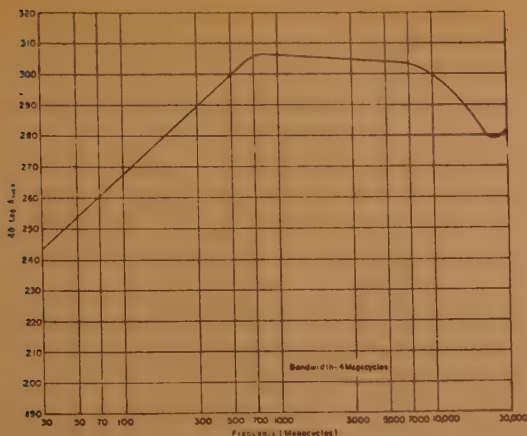


図 2 反射方式における最適周波数

$$S = \frac{P_i G_i G_r \lambda^2 \sigma}{A (4\pi)^2 R_i R_s^2} \quad (\text{反射方式})$$

$$S = \frac{P_i G_i G_r \lambda^2}{A (4\pi)^2 R^2} \quad (\text{中継方式})$$

しかしながら、実際の伝搬特性は対流圏および電離層内で起こる効果のため自由空間における ($A=1$) の理論的特性とはかなりの相異が現われ ($A>1$) となる。対流圏内では下層大気中の酸素および水蒸気による分子吸収、雨滴による散乱効果が生じ損失があらわれる。模形大気中における分子吸収の理論的損失は、15 kMc 以下ではほぼ一定 (電波通路が大地に接する場合すなわち仰角 0° のとき片道 3~10 dB) であるが、22.4 kMc および 60 kMc においてそれぞれ水蒸気および酸素分子による共振効果 (仰角 0° のとき片道の減衰それぞれ約 50 および 6000 dB) があらわれる。電離層の存在による効果では、電離層の critical frequency を考慮し、信頼度 99% 以上を得るために最低使用可能周波数として約 80 Mc を選ぶべきである。この層での代表的な吸収性損失は間歇的現象によって生ずるものを除き 30, 50, 100 Mc においてそれぞれ片道 2.5, 1.0 および 0.3 dB 程度である。電波通路の屈曲は critical frequency 付近においてのみ重要で、それ以上の周波数に対しては f^2 に比例して小となり無視できる。直線偏波を用いた場合、地球磁界の存在は faraday rotation の起因となり送、受信の偏波面に相異があらわれる結果、見掛け上の電力損失を生ずる。図 3 は理論的に最大な faraday loss である。その損失およびそれによる fading は円偏波を用いて除くことができる。

受信可能最低レベルを決定する雑音源は、内部および外部雑音に分けられる。内部雑音は受信機入力段で発生し、外部雑音は人工雑音を除けば銀河系、太陽、太陽系惑星、月および地球大気雑音等で、特に銀河系、太陽雑

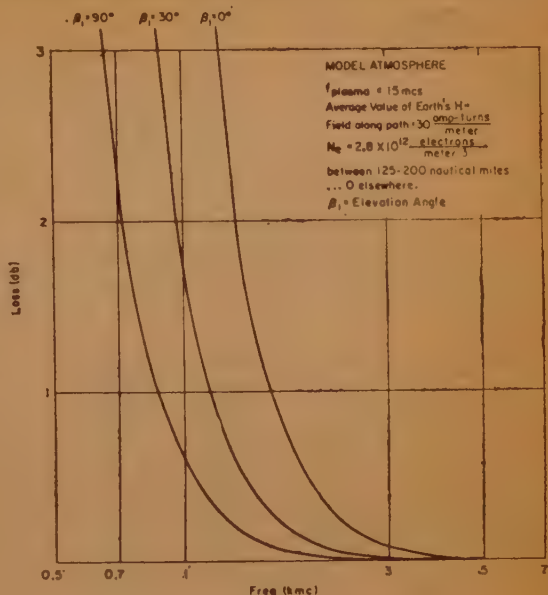


図 3 フラダー効果による損失 (片道)

音は重要である。図 4 は単位帯域幅あたりの全雑音温度 (内部および外部雑音) のスペクトラムである。すなわち、受信機出力端における $S/N=1$ とした場合、検出する最低の信号レベルである。

送信機出力電力は、1965~1970 年代には、80~4000 Mc 帯において pulse peak; 50 MW, CW; 500 kW また X バンドにおいて、それぞれ 10 MW, 100 kW 程度のものが得られるであろう。

パラボラ空中線は、重量、風圧によるゆれなどの機構上および衛星追尾をおこなう場合 1° 以上のビーム幅が望ましいことなどの理由で、直径 30 m 程度のものが適当である。

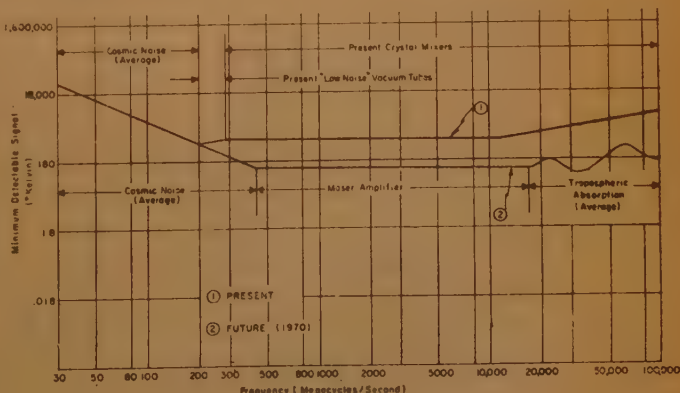


図 4 雑音温度のスペクトラム

(柴田委員)

空胴共振器結合形進行波パラメトリック増幅器

"Coupled-cavity Traveling-wave Parametric Amplifiers", M.R. Currie and R.W. Gould: Part I—"Analysis", p 1960; K.P. Grabowski and R.D. Weglein: Part II—"Experiments", I.R.E., **48**, 12, p 1973, (Dec. 1960). 石井康博訳 [資料番号 5362]

進行波形パラメトリック増幅器の特徴のある一方式として、空胴共振器結合形の波回路による増幅器について理論的動作解析および実験結果を述べている。この増幅器回路は、図1(a), (b)のように、信号波およびアイドル波の伝ばんに

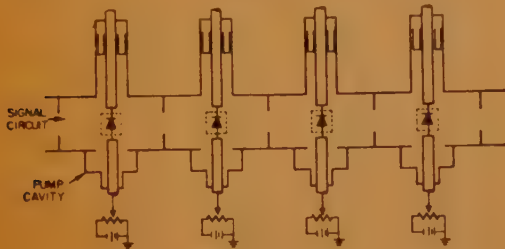
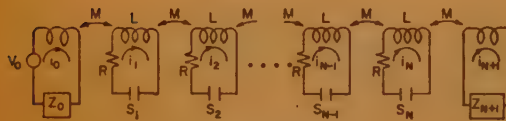


図 1



$$S_1 S_0 + \sum \cos(\omega_p t - n\theta_p)$$

図 2

はアイリスによって磁界結合された空胴共振器の連続回路を用意し、個々の共振器中の可変容量ダイオードにはそれぞれ位相器を通して別々に励振波を加えられるように構成されている。この回路の等価回路は図2のように表現され、回路解析の基本式は、

$$L \frac{d^2 q_n}{dt^2} + M \frac{d^2 q_{n-1}}{dt^2} + M \frac{d^2 q_{n+1}}{dt^2} + R \frac{dq_n}{dt} + S_n q_n = 0$$

ここに q_n は n 番目の容量の電荷であって

高周波電力測定上の微小誤差

S.J. Raff and G.U. Sorger: "A Subtle Error in RF Power Measurements", Trans. I.R.E. **I-9**, 2, p 284, (Sept. 1960). 桜井健二郎訳 [資料番号 5303]

高周波電力測定技術の進歩により、その測定精度が向上したので、測定の際に起こる微小な誤差を詳細に検討する必要がある。ボロメータによる電力測定にさいしては、(イ) ボロメータマウントの能率値、(ロ) ボロメータ自体のRFとDCとの置換誤差などが非常に大切である。ここではこの問題にふれずに、ボロメータブリッジのバイアスとして、ACとDCを同時に重ね合すときに起こる微小な誤差について理論的検討と実測値の比較を行ない、この誤差を1%以内に正しくおさめるにはACの周波数をどれ位高くすればよいかについて明らかにした。一般にDC電力にAC電力を重ね合せ

$$q_n = A_n e^{j\omega t} + B_n e^{j\omega_2 t}$$

上記回路方程式を $A_n = A_0 \mu^n$ (μ は1共振器あたりの伝ばんだ数で複素量である)と仮定して解き更にIBM 704電子計算機で種々の特性(励振波周波数、励振波位相、励振波振幅等の変化による利得一周波数特性等)を数値計算して論じている。

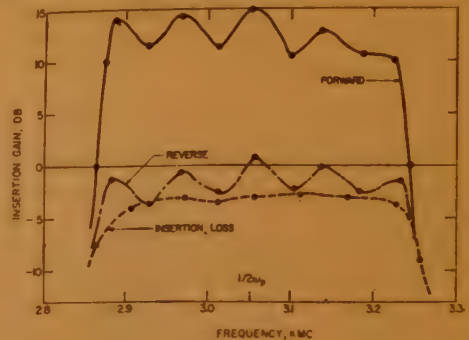


図 3

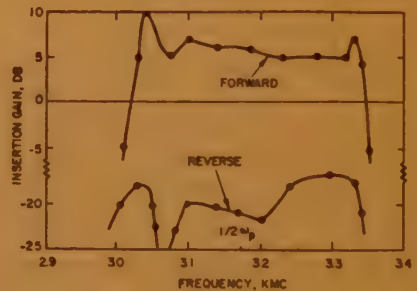


図 4

つぎに実験では、図1のような4段の空胴共振器結合形によって3000 Mc帯(励振波は6000 Mc帯)で図3のような増幅特性を得ている。なお、この論文の実験で増幅利得の単方向性を改善する目的のためにフェライトを装荷したアイリスを使って各共振器を結合させることによって図4のような実験結果を得ていることは興味がある。(森永委員)

たとき、ボロメータを単一時定数 τ の熱的な系と考えると、熱平衡の式から求めると、交流インピーダンス値は、

$$\left[\bar{R} + \frac{2 \bar{R} I^2 \beta}{1 - (I^2 + a^2) \beta} \cdot \frac{1 - j \omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \right]$$

直流抵抗値は

$$\left[\bar{R} + \frac{2 \bar{R} a^2 \beta}{1 - (I^2 + a^2) \beta} \cdot \frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2} \right]$$

となる。ただし \bar{R} はボロメータの平均抵抗値、 I , a は直流と交流の電流値、 β はボロメータの感度 (Ω/mW)、 ω は交流周波数。

この理論式によれば、たとえば200オーム、4mWで動作するボロメータで、 $\beta=10 \Omega/\text{mW}$ 、AC, DCをそれぞれ2mWで動作させたとき、実際のボロメータの平均抵抗値は199.1オームの点でバランスするので、0.09mWの誤差を発生している訳である。以上を実験的に検討するために図1の

$|\Gamma_T|$), (Γ_T は可動負荷の反射係数), A を短絡したときの出力 $|C|$, A を Γ_T で終端した出力 $|C||\Gamma_T|$ から $|S_{11}|$ を定めて求める。能率は高反射可動負荷を動かしたときの出力変化から次式によって求める。

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{|b_s|_{\max} + |b_s|_{\min}}{|b_s|_A}$$

ただし $|b_s|_A$ は A を短絡したときの出力である。調整が完全でない場合小さい反射を測定するには可変可動負荷を用いるか、補助回路を使って残留信号を補償するか、導波管位相器を使って相対位相を変えて残留分を分離すればよい。

9.35 Gc で平面パッドフランジの横方向変位が反射と能率に与える影響をしらべた実験では変位 0.01 インチ以上では測定値は計算値とよく一致するが反射係数 0.001 位の残留反射のため 0.01 インチ以下では計算値と合わない。

また商用チョークカーカバーおよびカバーカーカバーフランジ

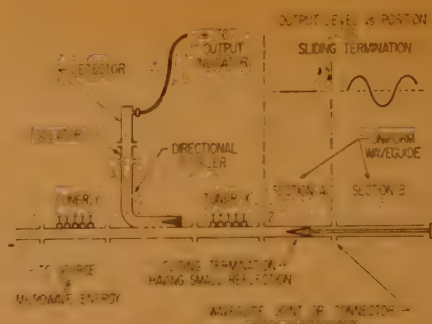


図1 導波管ジョイントのVSWRを測定するためのリフレクトメータ装置

の反射はそれぞれ 0.00064, 0.0015 で能率は 0.999 以上であった。(大森委員)

マイクロ波雑音源の温度の絶対測定

A.J. Estlin, C.L. Trembath, J.S. Wells and W.C. Daywitt: "Absolute Measurement of Temperatures of Microwave Noise Sources", Trans. I.R.E. I-9, 2, p 209, (Sept. 1960). 横島一郎訳 [資料番号 5365]

マイクロ波帯の雑音源の雑音温度の絶対測定装置について述べている。零位方式のラジオメータを用いて、標準用の黒体より放射される熱雑音と比較するものである。

(1) ラジオメータ 回路構成は図1の通りである。すなわち、左側の照合用信号をパラメータとして、標準雑音源と被試験雑音源の雑音レベルの差を精密な減衰器 (PREC ATT) により測定する方式で、照合用信号のレベルを適当な値にし

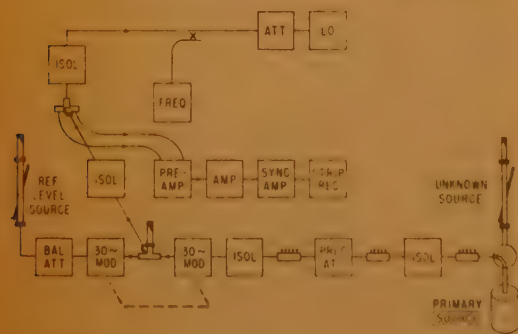


図1

て、機械的変調器を用いて零位方式としている。この方式は受信器の利得変動、直線性あるいは比較用減衰器の挿入損失に無関係である等の利点がある。比較用減衰器の再現性および読取誤差は 0.002 dB 以内である。減衰器の不整合誤差をさけるために前後に単向管を置き、0.01 dB 以上の誤差を生じないようにスタブにより調整している。また導波管スイッチ部分の挿入損失の差は、実験結果によれば、0.002 dB 以内である。出力指示器には記録計を用いており、装置の信号のレベル比較に対する分解能は 0.01 dB 以内である。

(2) 一次標準器 一次標準には図2のような構造の高温整合負荷の熱雑音を利用している。抵抗体 (H) はガラス結合シリコンカーパイトを用いた長さ4インチのくさび形のもので、反射係数は 0.01 以内である。抵抗体は厚さ 0.025" の金

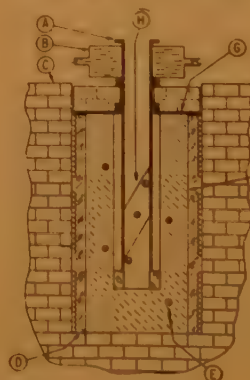


図2

製導波管により保持され、厚さ 0.01" のニッケル製断熱管 (B) を用いて、波導管 (A) に接続されている。導波管部分の温度こう配による雑音温度の低下は 3°K 程度である。抵抗体の温度は図中 (E) 点において、 $P_1 - P_2 R_A$ 熱電対を用いて測定している。なお抵抗体の温度および温度分布状態については何ら明記されていない。

(大森委員)

広帯域方向性結合器の方向性の迅速な測定法

T. Mukaihata, M.F. Bottjer and H.J. Tondreau: "Rapid Broad-Band Directional Coupler Directivity Measurements", Trans. I.R.E. I-9, 2, p 196, (Sept. 1960). 石毛竜之介訳 [資料番号 5366]

ここでは 8.2~12.4 Gc の周波数領域に対する広帯域の方

向性を迅速に求めるために開発した図1の測定系について述べている。この測定法は可動負荷を動かして、そのときの検出器レスポンスにおける最大変化 $W(\text{dB})$ から方向性 D を求めようとするもので、可動不整合負荷の反射減衰量を R 、方向性結合器のそう入損を α とすれば

$$D = R + \alpha \pm |U| \quad (\text{dB})$$

ここに U は U 関数であって

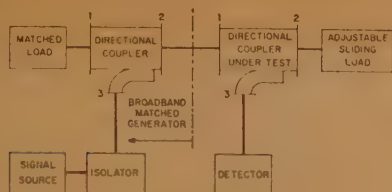


図 1

$$U = 20 \log_{10} \frac{10^{W/R^0} + 1}{10^{W/R^0} - 1}$$

であり、実際には W を直接測定して添付してある表などから U を求める。 R はあらかじめ校正しておけばすべての方向性結合器に使用できるから、結合度が 3 あるいは 10 dB というような方向性結合器に対しては D は U と α を決定すれば求められ、また結合度が 20 あるいは 40 dB というようなものについては α を無視できるから U の測定だけですむ。この方式の特徴は時間と労力が節約できること、電源のドリフトによる誤差が軽減できること、大きな減衰値を直接求めないこと、50 dB の方向性に対して 0.05 dB 程度という高い再現性がえられることなどである。

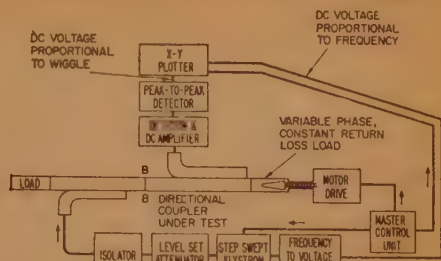


図 2

R と α とが周波数に対して一定ならば、方向性を測定するための自動方式を実現することができる。このとき方向性は U だけに関係するから、指示装置を U 関数プラス定数で校正しておけば W に比例した電圧が方向性の値としてプロットされる。図 2 の自動方式は方向性の値のプロットを不連続に与えるものであって、反射減衰量は使用周波数帯で 20 dB \pm 0.3 dB 以内で一定であり、また計器は直接 U 関数で校正された精密なものである。今後は直接方向性で校正された計器を使用することとなる。

(大森委員)

無線受信機入力における強い干渉信号の効果

L.M. Kononovich: "The Effect of a Strong Interference Signal on a Radio Receiver Input", Radio Engineering, Paganomexhuka, 14, 11, p 24, (Nov. 1959). 渡辺宅治訳 [資料番号 5367]

受信機帯域幅の外側に存在する強い干渉信号が受信機入力に加わった場合の影響を論じ、入力回路における干渉信号を抑圧する真空管の最適動作条件を求めたものである。

真空管のグリッド特性を $i_a = I_a(1 + \tanh q\mu_g)$ で近似した場合、干渉信号電圧 $U_n \cos \omega_n t$ がグリッドに加わるため動作点におけるグリッド特性の傾斜の平均 S_0 は、

$$S_0 = \frac{S}{2\pi} \int_0^{2\pi} [1 - \tanh^2(qE_g - U_n \cos \omega_n t)] d(\omega_n t)$$

となる。ここで S はグリッド電圧 $\mu_g = 0$ のときの傾斜、 $q = S/I_a$ 、 I_a は $\mu_g = 0$ のときの陽極電流、 E_g はグリッドバイア

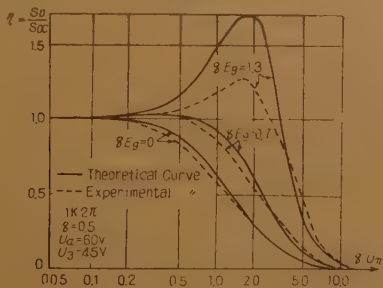


図 1

ス電圧である。干渉がないときの S_0 を S_{0c} とすれば、 $S_{0c} = S(1 - \tanh^2 qE_g)$ であって干渉信号抑圧比を $\eta = S_0/S_{0c}$ と定義した。 η と qU_n の関係を qE_g をパラメータとして表わすと図 1 の実線のようになる。真空管 1K2P による実験結果は破線でしめした。 U_n が増加しても η の低下を防ぐためには、 qE_g がある値以上になるようグリッドバイアスをかければよいが、 qE_g の臨界値 0.66 以上になると qU_n が大となったとき η が急に低下する。また q の小さい真空管を選べば干渉信号の影響が少ない。図 2 のように干渉信号が強くなった場合干渉変調周波数が 2 倍になることも注意すべきであって二次変調の点から $qE_g = 0.7 \sim 0.9$ 程度にグリッドバイアスをかければよい。

つぎに陽極電流を $i_a = a + b\mu_g + c\mu_g^2 + d\mu_g^3 + \dots$ と展開し、 $\mu_g = E_g + U_n \cos \omega_n t$ を代入して出力における干渉電流 i_{nout} を求め、一方信号電圧 $U_c \cos \omega_c t$ より信号電流 i_{cout} を計算すれば、

$$\frac{i_{cout}}{i_{nout}} \approx \frac{U_c \left(1 + \frac{1}{4} U_n^2 \frac{S_{0c}''}{S_{0c}}\right)}{U_n \left(1 + \frac{1}{8} U_n^2 \frac{S_{0c}''}{S_{0c}}\right)}$$

となる。したがって S_{0c} の第二次微係数 S_{0c}'' がゼロより大きい場合、すなわちグリッドバイアスを $qE_g > 0.66$ なるようかけたとき、真空管の出力における信号電流と干渉電流の比は入力における比より大きいと述べている。(森永委員)

テレビの AM 音声チャネルの雑音制限

H.D. Kitchin, A.M. Brit: "Television Noise Limiting" (in AM Sound Channels), Electronic, Tech'gy, 37, 11, p 406, (Nov. 1960). 岩沢 嵩訳 [資料番号 5368]

英国標準 TV 放送では音声 AM で放送しているので受像機がインパルス雑音による妨害を受け易い。この対策として雑音制限回路が取り付けられているが、この効果が理論的値からかけ離れていることが多いのでその改善について述べたものである。

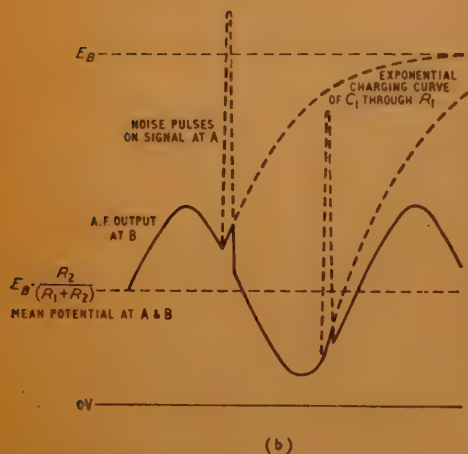
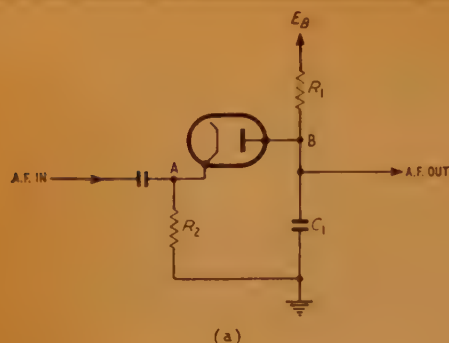


図 1

妨害パルスは繰返し期間に比して幅 T は極めて狭く、個々のパルスは独立と考えられ、その波形は矩形波であると仮定し、制限回路には簡単な直列ダイオード形と図1の変化波形とものをあげ、それらの雑音抑圧の理論値を図2 curve 1 および curve 2~9 のように求めた (f_c は低周波し + 断周波数)。

トランジスタ・テレビ用位相分割映像増幅回路

Z. Wiencek: "Phase Splitter Video Amplifier for Transistor TV", Trans. I.R.E. BTR 6, 3, p 18, (Nov. 1960). 山根三郎訳 [資料番号 5369]

トランジスタ・テレビ用映像増幅に用いて最も消費電力が少なく印加電圧が低く、入力インピーダンスが高く、電圧利得が高く、位相偏移の少ない回路として、位相分割映像増幅回路を提案してある。これは図1に示すようにエミッタ接地の高周波用 PNP とベース接地の中域用 NPN とを直列にして、受像管のカソードとグリッドとを逆位相に励振するもので、PNP のベースに加えた $1V_{0-9}$



図 1 位相分割映像増幅回路接続図

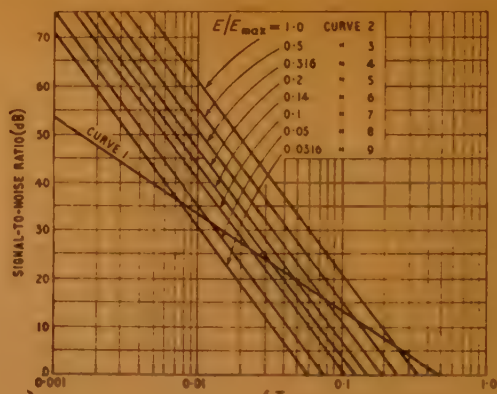


図 2

これから明らかなように変化波形のものは最大許容尖頭振幅 E_{max} と実際の尖頭振幅 E との比が1に近ければ直列ダイオード形のものよりも大きな SN 比を得ることができるので、入力信号のレベルに応じてこの比をできるだけ大きくなるよう保つことがよい。このため E_{max} はバイアス電圧 E_B と R_1 , C_1 の値によって決まるのでこの E_B を信号のレベルによって変化させるようにし、一方入力信号が低下したとき E の値が低下しないように AGC 動作をさせる。この制限回路は AM 検波器直後に取付けるが、100% 変調時におけるクリッピングをさせるために信号を減衰させる必要があり、 C_1 も検波回路に影響し、バイアス変化をさせる点からも小さい方がよい。この方式の実用回路をあげて、これら定数間の関係式を述べている。また大振幅パルスによるグリッド電流で AGC バイアスが変動するがその時間をできるだけ短くするための CR 回路を取付ける。

実際の妨害パルス波形は受信機の帯域特性で決まるが n 段同調の回路を通ったパルスは等価的に矩形波の幅で置きかえて取扱うことができる。(吉田(順)委員)

の入力電圧で $50V_{0-9}$ 、ずつの出力電圧が得られる。コントラスト調節は共通のエミッタ回路にあり、両方を同時に制御する。この回路の入力インピーダンスは単一エミッタ接地回路のより高いが、やはり低インピーダンスのエミッタ・ホロウを励振に用いる。

多少簡単にした図2の等価回路について求めた電圧利得は、 R_o と $r_e (=KT/qI_e)$ との大きさの関係により、単一エミッタ接地回路の利得に等しいか、その2倍まで大きくし得る。またこの回路の周波数特性はトランジスタの特性が出力回路またはその両方で決まり、この回路の周波数根界を ω_0 とすると実際には $\omega_0 > 1/R_1 C_{01}$, $\omega_0 > 1/R_1 C_{02}$ となるので、適当なトランジスタ、負荷抵抗を選び、コレクタとエミッタ

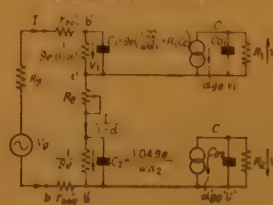
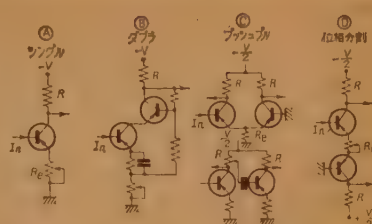


図 2 位相分割映像増幅回路の等価回路

にピーキングを施して所要の帯域幅をとる。

この位相分割回路では、二つのトランジスタを直流的に逆極性に接続してあるので、熱的安定度が問題となるが、その安定度を増すためには一般につきの考慮を払わなければならない。(1) $R_0 < R_3 + R_4$ 。(2) R_3 と R_4 とはほぼ等しくする。(3) α はあまり大きくない方がよい。(4) R_0 はできるだけ大きくする。これにより安定係数は 5 となり、実験した所では 55°C でも安定であった。また映像分出力を増すためにパイアスを適当にして同期分を切り取ると、80 V の電源で 70 V の映像分出力が得られる。電源電圧は 2 分されて 40 V が各トランジスタに加わるので、耐圧は問題でなく、消費電力は負荷抵抗 5.6 k Ω とするとおのおの 70 mW 程度となる。また負荷抵抗により電流が制限されるので、一方が破壊しても他方には波及しない。PNP のカットオフ周波数は 30 Mc 以上、NPN のは 4 Mc 以上あれば 280 本以上の解像度を得られる。

図 3 に各種の映像増幅回路を比較してある。位相分割回路は、消費電力はブッシュプルと同等であるが、電圧利得が大きく、入力インピーダンスが高く、位相偏移が少ない。経済



最大電源電圧	$P_0 = \frac{V^2}{2R}$	$P_0 = \frac{V^2}{2R}$	$P_0' = \frac{1}{2} \frac{V^2}{2R} = \frac{P_0}{2}$	$P_0'' = \frac{1}{2} \frac{V^2}{2R} = \frac{P_0}{2}$
最大消費電力 (各トランジスタ)	$P_1 = \frac{V^2}{4R}$	$P_1' = \frac{1}{2} \frac{V^2}{4R} = \frac{P_1}{2}$	$P_1'' = \frac{1}{4} \frac{V^2}{4R} = \frac{P_1}{4}$	$P_1''' = \frac{1}{4} \frac{V^2}{4R} = \frac{P_1}{4}$
コレクタ・エミッタ間破壊電圧	$BVC_{EX} > V$	$BVC_{EX} > \frac{V}{2}$	$BVC_{EX} > \frac{V}{2}$	$BVC_{EX} > \frac{V}{2}$
総合利得	$G_1 = \frac{R}{R_0 + R_3 + R_4}$	$G < 2G_1$	$G < 2G_1$	$G < 2G_1$
入力インピーダンス	低い	低い	低い	比較的高い
位相偏移	なし	なし	あり	なし

図 1 各種の映像増幅出力回路の比較
的にも単一トランジスタのものに匹敵する。

(吉田(順)委員)

テレビジョンの画面縦横比を改める利点

W.D. Schuster, C.E. Torsch: "Benefits of a New Aspect Ratio for Television", Trans.

I.R.E. BTR-6, 3, p 13, (Nov. 1960). 山根三郎訳 [資料番号 5370]

現在のテレビジョンの画面の縦横比の 3:4 というのは映画フィルムのをそのまま用いたのであるが、映画の方でシネマなど縦横比の違ったものが出ていたので、テレビジョンも受像管の実情に合わせてこれを 4:5 に改めた方がよい。その利点は画面が明るく鮮明になり、ハーフトーンのコントラストがよくなり、製造原価が下がり、耐久性が増すことにある。

丸形受像管で縦を一杯に振らすと画面の 41% がかくれ、横の振れ過ぎにより管壁をたたくビームの跳ね返りでハーフトーンのコントラストが損なわれる。受像管の寸法はけい光面の対角線長で表わすが、現在の 17 インチ管と縦横の寸法は同じで角を伸ばした形の最近の 19 インチ管の受像面面積は 174 平方インチ、これを正しい方形とすれば 198 平方インチであ

るのに対して、さらに角を伸ばし 21 インチ管相当にすると 186 平方インチとなり、画面の 6.3% がかくれるが、送像側で縦横比を 4:5 にすれば画面の損失はほとんどなくなる。

縦横比 3:4 では水平走査時間は 53.5 マイクロ秒、4:5 では 50.1 マイクロ秒となり、走査速度のおそい 5:4 の方が明るく、焦点もよくなる。また上記の 6.3% の振れ過ぎにより、水平偏向のピーク電流は 3.15% 増し、偏向コイルの蓄積エネルギーは 10% 増し、パルス電圧は 3.15% 増す。したがって、それだけ製造原価や保守費が増し信頼度が減る。縦横比を 4:5 にすればこれらの損失が取除かれる。

カメラの方も縦横比を 4:5 にすれば光電面の有効面積が増し、精細度が上がる。走査速度が下がると小物体を表わすパルスの周波数が下がり、現在の方式での 3.8 Mc の帯域幅は新提案によればこれを 4.06 Mc に増したことに相当する。現在の受像機でも縦横比を 4:5 にすれば信頼度、耐久性および特性が大抵の場合よくなり、振れ過ぎが少なくなるので、コントラストや明るさもよくなる。(吉田(順)委員)

テレビジョン受像に対するアンテナ系の許容不整合

A. Fiebranz: "Die zulässige Fehlanpassung bei Antennenanlagen zur Fernsehempfang", NTZ, 14, 1, p 25, (Jan. 1961). 山根三郎訳 [資料番号 5371]

アンテナの給電点インピーダンスと受像機の入力インピーダンスのいずれか一方だけがフィーダの波動インピーダンスと整合していない場合には、受像機に伝達される電力または電圧の損失を生ずるだけであって、アンテナ系の不整合の影響は比較的単純である。フィーダの両端の整合が外れている場合には、受信周波数、フィーダの長さ、不整合インピーダンスの虚数部の大きさなどがすべて電力または電圧の整合比に関係して来る。

フィーダの両端に接続されるインピーダンスと波動インピーダンスとの比である整合係数 m_1, m_2 に関する項 p_1, p_2 およびフィーダの伝ば定数に関する項 u を用いると、電圧整合比は

$$\begin{aligned} \frac{u}{u_{\max}} = & p_1 \cdot p_2 \left(1 + \frac{u^2}{4} + \frac{u^4}{16} + \dots \right) \\ & + p_1 \cdot p_2 \left(u + \frac{3}{8} u^3 + \dots \right) \cos 4 \pi \frac{1}{\lambda} \\ & + p_1 \cdot p_2 \left(\frac{3}{4} u^2 + \frac{5}{16} u^4 + \dots \right) \cos 8 \pi \frac{1}{\lambda} \\ & + p_1 \cdot p_2 \left(\frac{5}{8} u^3 + \dots \right) \cos 12 \pi \frac{1}{\lambda} \\ & + p_1 \cdot p_2 \left(\frac{5}{8} u^4 + \dots \right) \cos 16 \pi \frac{1}{\lambda} + \dots \end{aligned}$$

の形で表わされ、フィーダ長に無関係な項と、フィーダ長の余弦に関する無限級数の和となるが、各項の係数である無限

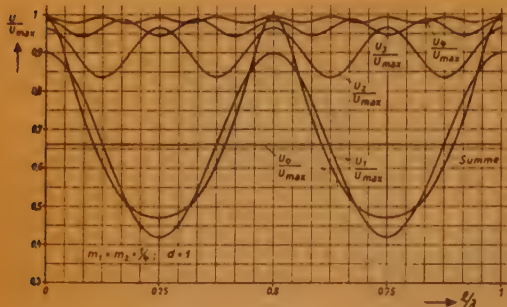


図1 両端不整合のフィーダにおける電圧比計算値

級数は速かに取れんする。たとえば $m_1 = m_2 = 1/4$ の場合の電圧整合比のフィーダ長による変化は図に示すとおりで、その総和はフィーダの両端で一回ずつ反射された場合にほぼ等しい。反射による伝搬時間のおくれはチャンネル内の変調周波数の分布によって変化するから画像に影響する。反射波の時間のおくれはフィーダが長いほど著しく、30 m のフィーダでは約 2.5 画素離れて最初の反射画像が現われるが、同時にフィーダ損失による減衰係数 d が小さくなって反射画像は薄くなり、この傾向は多重反射画像ほど著しい。したがって高次の反射による信号電圧は最大電圧 u_{max} の 1% 程度となる。

トンネルダイオード・パルス圧縮器

A.A. Clark, W.H. Ko: "Tunnel-Diode Pulse Compressor Preserves Superimposed Signal", Electronics 34, p 36, (Mar. 24, 1961). 友沢 淳訳 [資料番号 5372]

大きいパルスの上に乗っている小さな信号だけが必要で、大きいパルスはあまり必要でない場合がある。もしパルスの振幅の変化範囲が大きい場合にはリニア系では広いダイナミックレンジを増幅することになり困難である。もし図1のような入出力特性をもった圧縮器を使えば 2 倍の入力範囲が得られ、しかも小信号に対するゲインは入力全範囲にわたって一定である。ここではトンネルダイオードの高速スイッチ

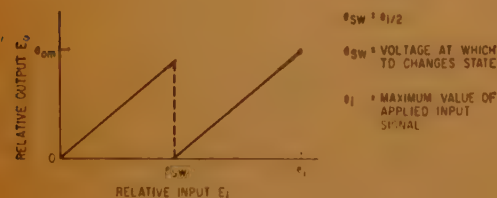


図 1



図 2

種々の不整合の場合における電圧損失と最初の妨害波の最高値

整合係数		u_{max} (整合時) の % で表わした電圧損失				有効電圧の % で表わした最初の妨害波の最高値			
m_1	m_2	$d=1$	$d=0.8$	$d=0.6$	$d=0.36$	$d=1$	$d=0.8$	$d=0.6$	$d=0.36$
1/2	1/2	10.5		11		12		7	
1/2	1/4	23		24		20	15	11.5	
1/4	1/4	34	34.5	35	36	36	29	22	13

種々の整合係数と減衰係数とに対するフィーダによる減衰量と最初に生ずる反射信号の最大値とを表に示す。これによれば整合係数は 1/2 より小さくないことが必要である。一方、実験によれば、反射画像の検知限と許容限は、1 画素離れた場合 13% と 20% であり、2.5 画素離れた場合は 8% と 12% であったから、 $m_1 = m_2 = 1/2$ としても反射画像は認められる。

アンテナ系の不整合によって、受信機入力電圧が周波数により変わり、入力回路の同調のずれが生じて、受信機の総合選択度特性が変化する結果ともなる。これらの影響は受信機の前に減衰回路を挿入したり、受信機をわずかに雑調して軽減することができる。またフィーダの長さを少しづつ短くして整合状態を最善とし、画質を改善することもできる。

(吉田(順)委員)

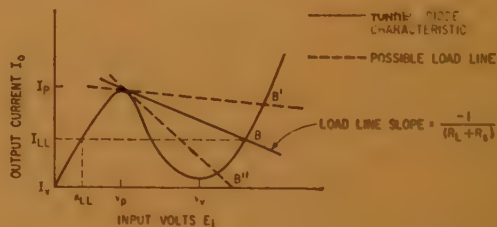


図 3

ング特性を利用してこのような圧縮器を得ている。

図2にその回路を示す。 E_s は信号源、 R_s は信号源の内部抵抗とトンネルダイオードの直列抵抗を加えたもの、 R_L は負荷抵抗である。トンネルダイオードの特性は図3に示すようなものであるが、これに直流バイアス I_{LL} を加えておくと信号が $V_p - K_{LL}$ を越えるとスイッチして右側の安定点へうつり図1の特性が得られる。トンネルダイオードを数個直列に接続することにより、のこぎり波の数を増すことができる。もし3個のT.D.を使えば4個ののこぎり波を得るから12 dBの圧縮ができることになる。著者はこの回路について負荷抵抗に対する出力電圧の関係をトンネルダイオードの V_p から右の部分の特性を $I = K(e^{aE} - 1)$ と近似して計算し、実測と比較し直線近似によるものより良い結果を得ることを示している。その結果によると負荷抵抗は大きいほど出力電圧は大きい。トンネルダイオードの特性の非直線性にもとづく圧縮器の入出力特性の直線からのずれについても定性的な考察を行なって、負荷抵抗が大きいほど直線性が良いことを実験によって示している。

(関本委員)

電流切換形回路の改良

F.K. Buelow : "Improvements to Current Switching", Trans. I.R.E. EC-9, 4, p 415, (Dec. 1960). 鶴飼直哉訳 [資料番号 5373]

本論文では、従来、電流切換形回路として開発されてきたトランジスタ論理回路に対し、その論理演算の一部をダイオードで置き換えることによる改良方法を述べている。すなわち電流切換形回路は、小振幅信号に対して感度が良く、立下がり時間、立下がり時間が短い長所があるが、反面、トランジスタが多いために高価であり、同時に回路容量が増して速度が遅くなるという欠点がある。この欠点を除くため、たとえば図 1 に示すように論理演算をダイオードで行なわせ、AND-OR の論理ブロックを電流切換形回路と結合させるという方法が考えられる。この場合、出力にエミッタホロアを必

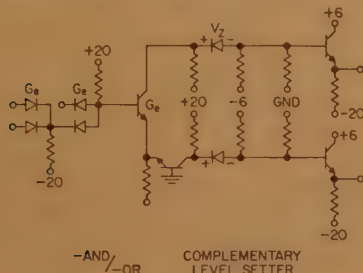


図 1

遠隔心搏動測定のための無線送信機

G.A. Harten and A.K. Koroncai : "Radio Transmitter for Remote Heartbeat Measurements", electronics, 33, 52, p 54, (Dec. 23, 1960). 葛西晴雄訳 [資料番号 5374]

心搏動率の測定は人体が消費するエネルギーを推定する一つの重要な方法であり、種々異なった仕事、喫煙、周囲温度等が人体に及ぼす反作用の資料ともなる。

しかし運動中と運動後とは心搏動が急変するので、正確なデータを得るためにはテレメータによらなければならず、今までも種々の方法で計られて来ている。この論文では、Transducer として図 1 に示す構造、すなわち耳を光源ランプとフォトトランジスタではさみ、心搏動による血流量変化

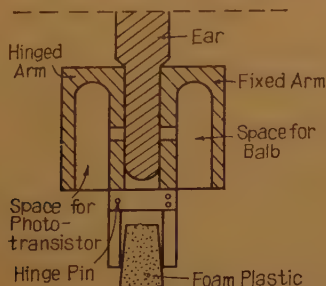


図 1

要とするが、総合的な論理速度は約 2 倍となる。また、図 1 では電流切換回路部分は、レベルセッタとしてのみ動作しているため部分的にこれを省き、図 2 のブロックをカスケード接続すれば、さらに論理速度を向上させることができる。

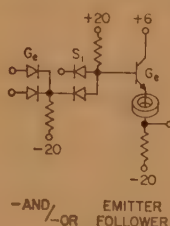


図 2

本論文では以上を GB 積 400 Mc のトランジスタおよび復帰時間 3 mμs のダイオードを使用して実験を行ない、良好な結果を得ている。図 1 の場合、ダイオードおよびエミッタホロア部分での遅延は 2 mμs 以下であり、電流切換部分は、ベース電流が増しているため、従来のものより 2~3 mμs ほど早い。図 2 のブロックは、2 個のレベルセッタの間に挿入する段数が多くなるほど、相対的に速度が早くなるが、信号レベルが減衰するため、あまり重ねることはできない。6 段カスケード、すなわち論理レベル 12 の場合、全遅延時間は 20 mμs であった。また、このブロックを多段のカスケードにした場合、種々のモードで発振を起こす可能性があるが、この対策としては、図のごとくエミッタにフェライトコアを利用することが最も有効である。

以上のごとき構成により、従来の電流切換形回路に比し、高速、低価格であるばかりでなく、大きさを 1/5~1/10 にまですることができる。たとえば 1 段の全加算機は 1 inch × 1 inch × 1/2 inch で構成できる。(柴山委員)

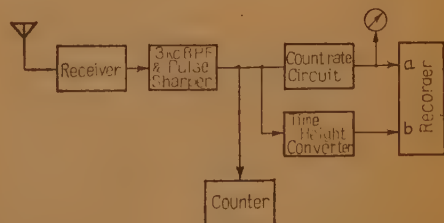
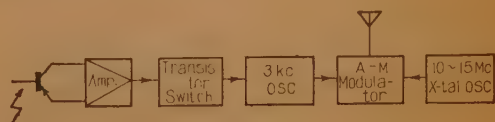


図 2

で生ずる耳の赤外線透過率の変化を検出する方法を用いている。この方法では従来の心電図から心搏動を測定する際に生じ易かった筋電図による誤差等を生じない利点があるが、耳を強い赤外線源からしゃべいして置く必要がある。送受信機のブロック図を図 2 に示す。送信機の増幅器の帯域幅は 1~3 c/s で、心搏動毎分 60~180 を測定し得ると共に誘導障害等の軽減を計っている。電源は Ni-Cd 電池を使用し、総重量は約 1.4 kg である。また受信機は心搏動の平均値と変動の両者を同時記録し得るように構成されている。

(斎藤委員)

運動中の選手の心搏数の測定

D.W. Hoare and J.M. Ivison: "Measuring the Heart Rate of an Active Athlete", *Electronic Engng.* **33**, 395, p 6, (Jan. 1961).

斎藤正男訳 [資料番号 5375]

無拘束状態で生体の諸機能を測定することが、最近しばしば試みられている。心臓の搏動数の測定もその1つであるが、従来の心電図描記の方法を用いたのでは、運動中の筋電図の混入のために電気的な測定はほとんど不可能であった。

この論文に報告されている試作装置では、従来の直線増幅

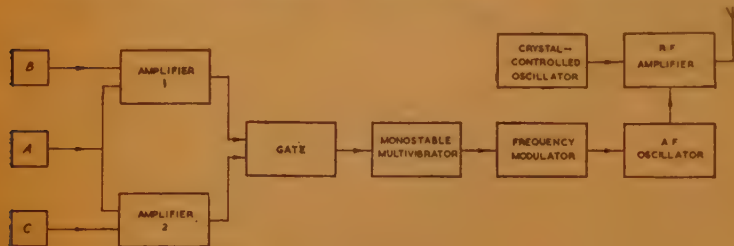


図 1

器による心電図描記の代わりに簡単な論理操作を行なわせることによって、この問題を解決している。

被験者(運動選手)が背負う送信機のブロック図は図に示すようなものである。A は基準電極で耳に、B、C は胸部に取り付けられ、B-A、C-A の2つの誘導電位が心電図については相関があり、筋電図については相関がないようにしてある。

ゲート(一致回路)では、2つの電位がともにあるレベルを越えたときにのみ単安定マルチをトリガする。

筋電図は元来パルス性なので、このようにすれば誤動作が非常に減るが、さらに単安定マルチの反転期間を予想される

最短心搏周期よりわずかに短くしておき、その間の誤動作を防いでいる。

送信機は FM-AM で AM は非常に深くかけている。

送信機全体の大きさは $6\frac{1}{2} \times 2 \times 1\frac{1}{2}$ インチ、12 オンスであり、中距離ランナの測定用として現在実用されている。

(斎藤委員)

粗い光学格子を用いた高分解能測定体系

B.J. Davies, R.C. Robbins, C. Wallis & R.W. Wilde: "A High-Resolution Measuring System Using Coarse Optical Gratings", *Elec. Engng.* **107**, pt. B, 36, p 624, (Nov. 1960).

新井敏弘訳 [資料番号 5376]

近来回折格子をお互いに少し傾けて(格子の稜方向同志が角度をなす)向い合わせ、それに平行光を投射してできる干渉縞(moiré fringe)を利用して、位置の正確な測定や、精密工作機械の制御をすることが発展されて来ている。しかし縞の間隔は、格子の常数(1 cm あたり何本と言う数)に比例するため、精密な測定のためには細かい精度のよい格子が必要である。またその調整等も困難で、実際上使用上の難点が多い。そこでこの論文では、これら使用上の条件や格子製作上の条件を考慮して、荒い格子を用い細かい格子を用いたのと同様

な精密測定をする方法を提出している。いまでも縞の間隔を内分して情報を得て精度を高める方法は案内されてはいるが、あくまでも不連続な情報しか得られなかった。本論文では4つの光電池をたくみに配置し、それに switching cycle と AC 電場を組み合わせることによって、ほぼ連続的に出力を変化させ、大略連続的な情報を得ることに成功している。

すなわち干渉縞の間隔を λ とすれば $\lambda/4$ おきに4つの光電池を配置し、各光電池を縞の周期の $1/2$ の周期で switching する。その各出力に同周期の AC 電流を重ね合わせれば、各瞬間位置ごとの波形が大きく変わるため、縞の間隔をほぼ連続的に測定しうる。このような原理にしたがって switching の波形や光学系、受光体、電気回路等の考察および実験結果を述べている。実際にはインチあたり 100 本の格子を用いて、 $\pm 2 \times 10^{-4}$ インチの精度を得ている。

(三上委員)

マイクロ波放射による傷害

W.W. Mumford: "Some Technical Aspect of Microwave Radiation Hazards", *I.R.E.* **49**, 2, p 427, (Feb. 1961).

斎藤正男訳 [資料番号 5377]

この論文は、レーダーその他大電力機器による熱傷害について、わが国では一般にあまり知られていない米国での多くの研究を紹介し、パルスシステムでのこの問題の考え方について述べている。

いわゆる「カルフォルニア事件」においてレーダーによる熱傷害が原因となって死亡者が出たのではないかと疑いが出て以来、米国内特に軍関係においてこの問題への関心が高まり電磁エネルギー吸収の許容量を明確にするために多く研究が行なわれた。

多くの動物実験、連続的な放射による傷害、放射時間と傷害

に対する閾値との関係、薬物の作用等の調査、および生体を構成する各物質のインピーダンスについての資料から、現在のところかなりの根拠をもって許容限界 10 mW/cm^2 が決定されるに至った。またこの規定は平均電力に対してのみ行なわれているが、レーダーによって熱傷害以外の現象が起こり得るのではないかという疑いも二、三の人によって述べられている。

実際の機器については、アンテナ出力を P 、面積を A として、 $W = 4W_0$ (近距離)、または $W = A^2 W_0 / (\lambda r)^2$ (遠距離) (ここで $W_0 = P/A$) の2つの式のうち大きい W を与えるものについて、上の許容値を越えないように要員の接近距離を定めている。

またこの目的に用いる電界強度測定器や、必要のある場合のシールドの効果についても簡単に論じている。

(斎藤委員)

レーダ測定の理論的確度

M.I. Skolnik: "Theoretical Accuracy of Radar Measurements", Trans. I.R.E. ANE-1, 4, p 123, (Dec. 1960). 杉元重時訳 [資料番号 5378]

時間遅れ (距離) とドプラ周波数 (相対速度) の測定における二乗平均誤差を各々 δT_r , δf とする。さらに E : レーダ反射信号中のエネルギー, N_0 : 受信機帯域幅 1 サイクルあたりの雑音電力とすると, レーダで用いられている各種の波形に対する δT_r と δf は,

(1) 矩形パルス (パルス幅 τ , 帯域幅 B で制限されたもの)

$$\delta T_r = \left(\frac{\tau}{4 B E / N_0} \right)^{1/2}, \quad \delta f = \frac{\sqrt{3}}{\pi \tau (2 E / N_0)^{1/2}}$$

(2) 梯形パルス (平らな部分の幅 $2 T_1$, 立上がり, 立下がり時間 T_2)

$$\delta T_r = \left(\frac{T_2^2 + 3 T_1 T_2}{6 E / N_0} \right)^{1/2}$$

$$\delta f = \frac{\{ (2 T_2^2 / 3) + (T_1 T_2^2 / 3) + \frac{T_2^3}{15} + \frac{2}{3} T_1^3 \}^{1/2}}{2 \pi \left(\frac{2 T_1^2 T_2}{3} + \frac{T_1 T_2^2}{3} + \frac{T_2^3}{15} + \frac{2}{3} T_1^3 \right)^{1/2} (2 E / N_0)^{1/2}}$$

(3) 三角パルス (τ_B : 底辺の幅)

$$\delta T_r = \frac{\tau_B}{\sqrt{12} (2 E / N_0)^{1/2}}, \quad \delta f = \frac{10^{1/2}}{\pi \tau_B (2 E / N_0)^{1/2}}$$

電流で動作するダイオード論理回路

H. Reinecke: "Current-Operated Diode Logic Gates", A.I.E.E. Comm. and Electronics, 52, 1, p 762, (Jan. 1961). 村田賢一訳 [資料番号 5379]

標題に言うところの論理回路とは普通の電圧で動作するダイオード論理回路と完全な双対をなすときのものである。双対変換の規約は表 1 に変換の例は図 1 に見るごとくである。

表 1 変換の規約

Parameter	Voltage-Operated	Current-Operated
logic level	$\pm E$	$\pm I$
State 1	$+E$	$+I$
State zero	$-E$	$-I$
Source impedance	low	high
Load impedance	high	low
Connection of stage inputs	in parallel	in series
Connection of stages	in series	in parallel

普通のダイオード論理回路から変換した回路だけでは何ら新しいものはないが, 電流で動作するダイオード論理回路では, たとえば図 2

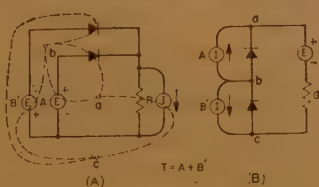


図 1 変換の例

のごとき lattice 形の回路を考えることができる。この回路の特徴は, 同一の論理関数を実現するのに, 直並列形の回路 (これは双対変換で得られる) にくらべて, 所要ダイオードの数が少なく済むことである。lattice 形の回路と直並列形の回路との混成回路を考えれば, ダイオードの数を減らすのに一層有効である。

たとえば 2 進数加算回路を作ってみると図 3 のようになっ

(4) ガウシアン・パルス (B : ガウシアンパルススペクトラムの電力半値帯域幅)

$$\delta T_r = \frac{1.18}{\pi B (2 E / N_0)^{1/2}}, \quad \delta f = \frac{B}{1.18 (2 E / N_0)^{1/2}}$$

(5) FM パルス圧縮

$$\delta T_r = \frac{\sqrt{3}}{\pi B (2 E / N_0)^{1/2}}, \quad \delta f = \left(\frac{B}{(4 \tau E / N_0)} \right)^{1/2}$$

となる。

同様にして到来角測定における理論的誤差は,

$$\delta \left(\frac{\theta}{\lambda} \right) = \frac{1}{\tau (2 E / N_0)^{1/2}}$$

で与えられる。ただし τ は実効開口幅である。

レーダに関して不確定の関係ということがいわれるが, $\delta T_r \cdot \delta f \leq 1/\pi (2 E / N_0)$ であって E/N_0 を大きくすることによって $\delta T_r \cdot \delta f$ の積はいくらでも小さくできる。すなわちこの積の最小値に対して何も根本的な制限はない。これに反し量子力学の場合は量子粒子の $\Delta p \cdot \Delta x$ の積は自然によって決められていて, 人間がこれをコントロールすることはできない。したがってレーダにおける不確定の関係は物理学の不確定性原理と全く異なったものである。

(鶴委員)

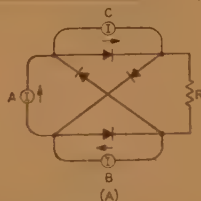


図 2 Lattice 形の回路

て, 所要ダイオードの数は直並列形回路だけによるものにくらべて約半分に減少する。

つぎに実用的な問題について考えると, まず電流源をどうするか考えねばならない。これはフリップ・フロップとか差動増幅器のような相補的な二つの出力をもつものをもって来て, これから図 4 のごとく高抵抗で結合して近似することができる。

また多段結合をする場合には, ある段の出力端は次

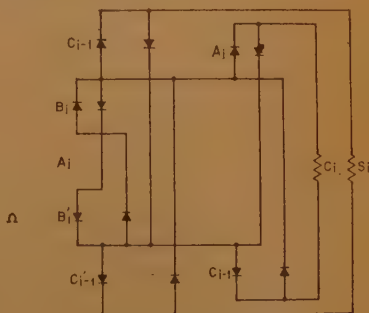


図 3 加算回路

$$C_1 = C_{1-1} (A_1 \odot B_1) + A_1 (A_1 \odot B_1)'$$

$$S_1 = C_{1-1} (A_1 \odot B_1) + C_{1-1} (A_1 \odot B_1)'$$

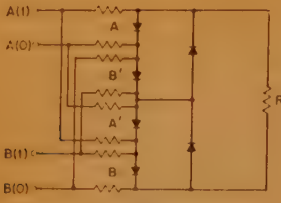


図4 電流源の作り方

新しい関数発生器

C.W. Eggers and T.W. Sze: "A New Function Generator", Comm. and Electronics, **52**, p 756, (Jan. 1961). 吉田金次郎訳 [資料番号 5380]

関数発生器には解析式、ダイオード式、ポテンシオメータ式、追跡式（たとえばホトホーマ）および高調波合成式等の種々の方式があるが、ここに報告する関数発生器はアナログ技術とデジタル技術をうまく組合わせたもので、比較的低いコストで大きなフレキシビリティを持っている。

この関数発生器の原理は、まずある関数 $f(t)$ に近似の $F(t)$ を作るため、区間（周期的あるいは非周期的） T を n 等分し、この各小区間内で関数を次式で現わす。

$$F_i(t) = K_i \left[t - \frac{(i-1)T}{n} \right]^p + F_i \left[\frac{(i-1)T}{n} \right]$$

$$f(t) \approx F(t) = \sum_{i=1}^n F_i(t)$$

ここで p は 0 または 1, 2 などである。 p は関数の形により

段に対して電流源として働かねばならないが、論理条件によっては、これが成立しないことがあるから、回路網に若干の修正をほどこさねばならない。

最後に実施例として、2 進数 4 桁の乗算回路を説明している。所要ダイオード数は 270 個である。前に注意した修正に要したダイオードは 4 個である。

演算速度は電流増幅回路で制限を受けており、 $2.4 \mu s$ という結果であった。

(吉田 (金) 委員)

適当なものが選ばれ、たとえば階段状関数ならば $p=0$ となり大きさ K_i のステップの階段となり、関数が一定の傾斜のセグメントでよく近似できれば $p=1$ を適用する。 $p=2$ に対しては関数は拋物線のセグメントの集りで近似され、 $p>2$ に対してはさらに高次の曲線の集りで近似される。上式からつぎの $c(t)$ なる階段状関数を導く。

$$c(t) = \sum_{i=1}^n c_i(t), \quad c_i(t) = a K_i = C_i$$

この関数発生器では以上の解析によって得られた C_i を図のごとくポテンシオメータによって発生し、これをダイオードマトリクスによって順次スイッチして階段状関数を得る。この際ダイオードマトリクスでは正の電圧しか得られないから、あらかじめレベルシフトしておきバイアス E_c を加えて求める $c(t)$ とする。これを p 次の積分器にかければ近似関数 $F(t)$ が得られる。

$$F(t) = a^{-1} \int \dots \int c(t) dt \cdot dt \dots dt$$

関数発生器の誤差は関数の近似のやり方によるものと関数発生器内に起こるものとがあるが、この関数発生器の $n=16$ の試作セットにおいて正弦波の近似を行なって、両者を合わせての誤差は 1.29% であった。また高調波ひずみ率の実測値は $p=1$ の場合で 4.07%、 $p=2$ の場合で 1.24% であった。ここではポテンシオメータの精度やダイオードの特性は誤差に対して余り重要ではない。

この関数発生器はアナログ計算機の関数発生器としての他、各種のシミュレータ用として、および大学、研究所における実験研究用の波形発生器としても大いに有用であらうと思われる。(吉田 (金) 委員)

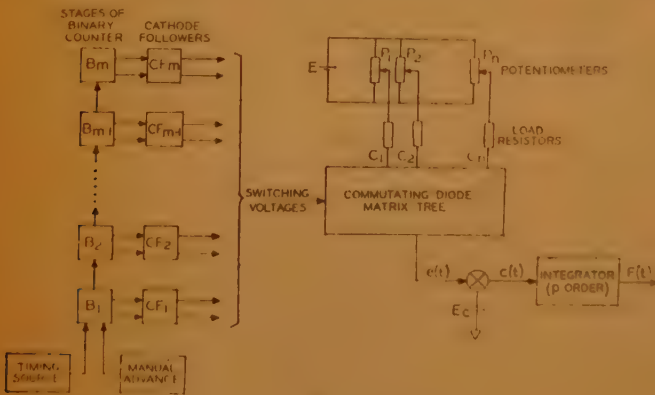


図 1

トランジスタを用いた選択性 RC 増幅器

R. Hutchins: "Selective RC Amplifier Using Transistors", Electronic Engng. **33**, 396, p 84, (Feb. 1961). 持丸正義訳 [資料番号 5381]

この論文は、トランジスタ回路における移相回路網を研究したもので、ウィーンブリッジ形回路を用いて、発振器または定利得で選択度および周波数の可変な選択性増幅器を構成する方法を述べたものである。

移相回路としては、一般に用いられる Twin-T, 従統 RC 区間, ウィーンブリッジ形の各回路の中で、解析の容易さ、素子の数、周波数変化の容易さの点でウィーンブリッジ形回路

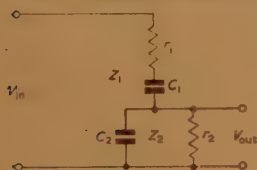


図 1

を用いている。トランジスタは電流駆動であるため、実際には通常の図 1 の回路と双対な図 2 の回路に変換し、さらに図 3 のごとく L を C に置換した基本回路を用いている。

図 4 はこれを応用した選択

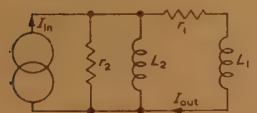


図 2

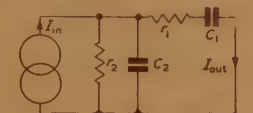
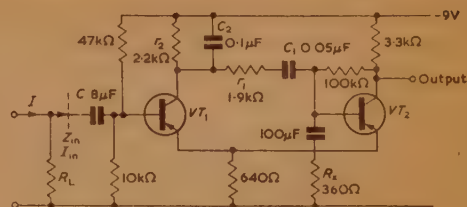


図 3

性増幅器で、 VT_1 のエミッタへの帰還が中心周波数で正帰還になるために、ベースからの入力インピーダンスが極度に低下し、定電流駆動の場合、 R_L に流れる電流と入力電流との分割比が周波数により変化するものである。図 5 は図 4 の増幅器の周波数特性である。この増幅器の周波数上限は、低周波用トランジスタ OC 71 を用いた場合、約 20 kc 位で、周波数を変化する方法として R を変化しているが、これによる



$r_2 = 2.2 \text{ k}\Omega$
 $C_2 = 0.1 \mu\text{F}$
 $r_1 = 1.9 \text{ k}\Omega$
 $C_1 = 0.05 \mu\text{F}$
 $R_X = 360 \Omega$
 Attenuation Constant $A = 4$

図 4

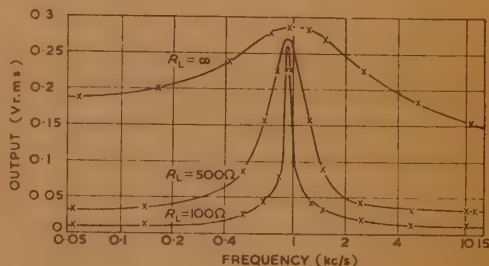


図 5

動作点の変化が起こらないような工夫がなされている。この増幅器の特徴は、選択度および中心周波数が可変で、かつ選択度の変化によって生ずる中心周波数における利得の変化が少ないことであるが、高選択性と高安定性とは両立せず、実際に得られる Q の値は 60~70 位までであるが、10 以上の場合は信頼性がないと結論している。

(柴山委員)

正弦波自動発振の理論的解析の方法について

R.V. Khokhlov: "A Method of Analysis in the Theory of Sinusoidal Self Oscillations", Trans. I.R.E. **CT-7**, 4, p 398, (Dec. 1960). 八木寛訳 [資料番号 5382]

弱い非線形を含む系の振動を解析する方法には、フーリエ級数による解法、数値解法、摂動法、平均法などがあるが、本論文では、解析法としては別に新しいというものではないが、van der pol, Krylov, Bogoluboff らによって発展された平均法を用いて、各種の正弦波発振の問題につき論じられている。たとえば、自励発振器の発振周波数に極めて近い周波数の正弦波外部信号で強制励振するさいの方程式は、真空管回路を例にとれば、図 1 の通りであり、方程式は

$$\ddot{x} - 2\delta\dot{x} + \omega^2 x = E\omega^2 \cos pt \quad (1)$$

で表わされる。このような形式で示される振動方程式は各種の特異な現象を表示するものである。すなわち、この方程式 (1) を解析すれば、自励振動への同期現象や、自励振動への分數調波同期現象、および 2 個の自励発振器の相互結合の現

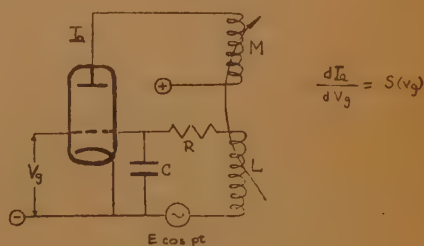


図 1

象等を明らかにすることができ。本論文では平均法、すなわち式 (1) の解として

$$x = A \sin(pt - \phi) \quad (2)$$

を仮定し、この A , ϕ の変化が緩慢であるとして、 A , ϕ の時間についての変化状態を求め、発振の過渡状態、定常状態、並びに発振の安定性につき考察している。

最後に、少し変わった発振器である分子発振器につき、その定常状態の安定性につき述べている。

(柴山委員)

2 拍子発振器

P. Le Corbeiller: "Two Stroke Oscillators",
Trans. I.R.E. C-T 7, 4, p 387, (Dec. 1960).

八木 寛訳 [資料番号 5383]

電気振動発振器には、それに用いられる負性抵抗素子の電圧制御形と電流制御形により、それぞれ L, C, r の並列、直列接続の2方法があるが、本論文では、主として直列回路について述べられている。本論文の主眼点は位相平面についてのエネルギー考察がなされている点にある。これまでに、このような考え方をした論文は一、二見られるが、本論文では以下に示すような2拍子発振という考え方をするのが特徴である。ところで位相平面というのは、変位 x 、速度 \dot{x} を両軸とした座標上での非直線微分方程式の描くトラジェクトリ(軌跡)について、

種々の研究をおこなう手段であるが、図1に示したように、閉回路1には一定電流 I_0 が流れ、閉回路2には振動電流が流

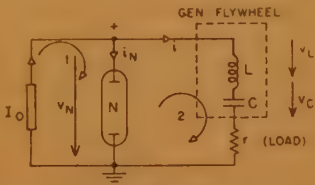


図 1

れるので、負性抵抗素子電流 i_N は I_0 を中心に振動し電圧についても、 V_0 を中心に振動する。動作点は0点になり、特性曲線が0点に対して対称な三次曲線ならば振動電圧については、van der pol 方程式になる。その位相平面上のトラジェクトリを Lienard の方法を用いて描くと、原点0を中心とした oval が描ける。oval 上の1点Mと原点0とを結ぶ半径は x^2 (位相のエネルギー)、 \dot{x}^2 (速度エネルギー)の和で、保回路に含まれる全エネルギーをしめすことになる。したがって、この半径が長くなる方向にあるときは負抵抗が働き、短くなる方向にあるときは正抵抗が働いていることになる。van der pol 形の場合は、2回ずつ長短があるのでこれを4拍子発振器という。ところが、この対称特性上の動作点を移動させるか、または非対称特性を用いると、1回ずつの長短しかない2拍子発振器が得られるのである。本論文で

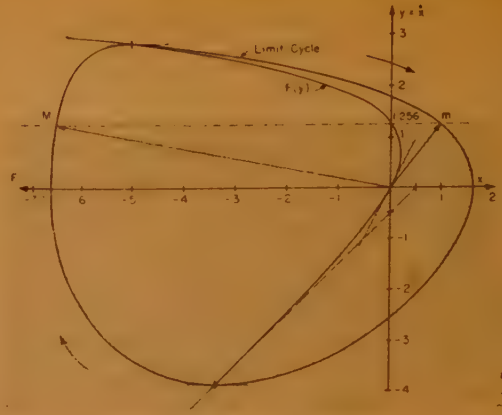


図 2

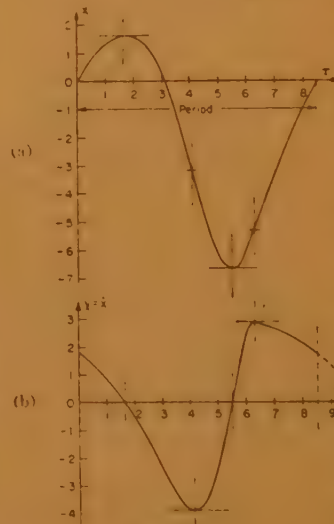


図 3

はこの2拍子発振器が得られる状態についての考察がなされているが、それが4拍子発振器の場合とどのような差異を生ずるかについては論じられていない。図2に示したのは、代表的2拍子発振器のリミット・サイクルであり、これを時間平面に移したのが図3である。これを見てわかる通り、時間軸に対して、上下不等の振幅が得られる。

(柴山委員)

パルス増幅器および真空管を用いた変調器用のはしご形変成器結合回路について

T.R. O'Meara: "Ladder Transformer Coupling Networks for Pulse Amplifier and Hard-Tube Modulators", Trans. I.R.E. CT-7, 3, p 239, (Sept. 1960). 柴山 博訳 [資料番号 5384]

インピーダンス変換作用または電圧変成作用を持たせたパルス伝送用の回路網として、単に簡単なパルス変成器を用いるということは、その立ち上がり時間および波形伝送の忠実度という点から考えて好ましくない。本論文ではこのような点を改良するため、図1に示すように直線的な位相特性を持つパルス伝送用の結合回路の設計方法につき考察している。

一般に波形伝送の忠実度という点を重要視するときには、オーバシユートが1%以下というような優れた過渡応答を示す遅延平坦形の伝送特性を持つ回路網を用いればよいわけであるが、しかしこの回路網はその立ち上がり時間が遅い

という欠点を持っている。そこで、ここでは上記の特性以外に Peless および Murakami により発表された振幅平坦特性と遅延平坦特性のちょうど中間の特性を持つ Transitional-Butterworth-Thomson (T.B.T. と略記する) 形の伝送特性を持つような回路を設計する方法を提案している。

図2はこの場合の結合回路に用いるインピーダンス変換用の変成器の等価回路を示している。この図において



図 1

インピーダンスおよび低インピーダンス側の浮遊容量を表わしている。ここで C_{DS} は巻線比の自乗に反比例して減少し、またコアのインピーダンス Z_C も L_D および C_D のそれに比べて十分大きな値をとるということから、今後の解析を容易ならしめるため、本論文ではこれらの素子を無視することにし

ている。

まず、本論文では二次側のインピーダンスを step down させる目的で使用する駆動用真空管に五極管を用いた結合回路の設計法について

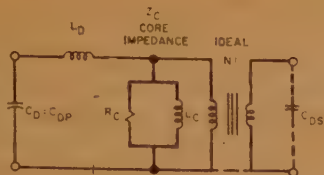


図 2

述べている。一般に T.B.T. 特性を持つ回路を梯子形で構成する場合、回路次数によっては真空管の出力容量 C_o と変成器の浮遊容量 C_D の比が制限され、自由に選べない場合がある。

そこで、本論文では図 3 に



図 3

示すように二端子インピーダンス N_C を用いて、 N_C の左側から右側を見込んだインピーダンスが定抵抗になるような回路構成を用いる方法を提案している (N_C の求め方について付録に述べてある)。このような方法を用いれば、全体の伝送関数は個々の回路の伝送関数の積で表わされるから、その設計方法が極めて容易になる。図 3 はオーバシュートが 3% の T.B.T. 特性を持つ回路例を示したものである。つぎに本論文では駆動用真空管が三極管の場合につき、図 4 に示すような回路を例にとり、その解析を行なっている。図 4 はオーバシュートが 0.43% の遅延平坦特性の場合の入力コンダクタンス g に対する素子の値の関係を図示したものである。この他、本文には図 4 と同じ回路形式を用いた際、T.B.T. 特性を持った場合の interpolation parameter M に対する LC の値、およびオーバシュート、立ち上がり時間の間の関係およびオーバシュート 0.75% で遅延平坦特性を持つ π 形回路の場合についての

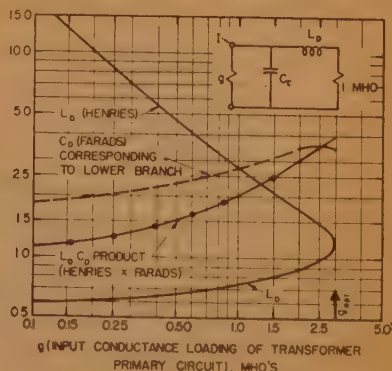


図 4

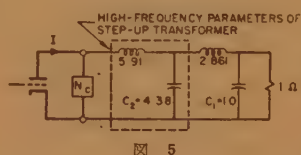


図 5

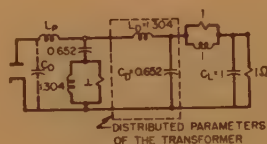


図 6

入力コンダクタンス g に対する素子の値の関係が図示されている。さらに step up 用の場合についても駆動用真空管が五極管の場合には、図 5 に示すように二端子アドミタンス N_C を挿入して定アドミタンス回路にする方法を提案している。図 6 はオーバシュート

1.09% の T.B.T. 特性の場合を示したものである。

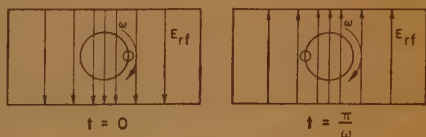
(柴山委員)

サイクロトロン共振後進波発振管

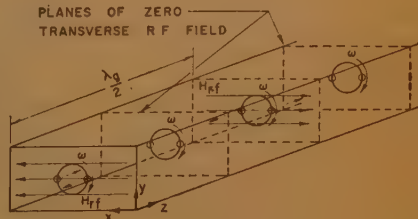
K.K. Chow, R.H. Pantell: "The Cyclotron Resonance Backward-Wave Oscillator", I.R.E. 48, 11, p 1865, (Nov. 1960). 末松安晴訳 [資料番号 5385]

この論文では、遅波回路を用いないで、いわゆる fast wave を用いて後進波発振器を構成する一原理とその実験結果とについて述べている。このような管はミリ波帯のような短波長帯のエネルギー発生源として特徴があると思われる。すなわち、(1) この波長帯では微細となる遅波回路を必要としない。(2) 電界分布最大の部分で相互作用が行なわれる。(3) 出力回路との整合の問題が簡単になる、等。

さて軸方向磁界中に横方向の初速度を持つ電子を入射すると、横方向の面では電子はサイクロトロン周波数で回転する。いまもし図 1 に示すように横方向の電界を持ち、サイクロトロン周波数で振動する高周波電界があると、電子ビームと高周波の間に相互作用が生ずる。図 1 b' では軸方向に直流磁界が加えられていて、 TE_{10} モードの電磁波が矩形導波管を伝わる。電子は横方向の高周波磁界のために軸方向に集積されるので、電子の回転速度が高周波電界によって減速されるような位相に集まり、加速位相の電子よりも多くなるので電子



(a)



(b)

図 1

の運動エネルギーが高周波エネルギーに変換されるとして説明している。

上記の原理を用いて S バンドで動作する実験管により測定を行なった。回路は S バンドの標準導波管で、発振出力は電

子銃側から取り出され、コレクタ側は整合終端されている。発振の周波数は磁界の強さで定められ、磁界を変えて2.1 kMc から 4 kMc の間で連続的に変化した。最大のピーク出力は 6 kV のビーム電圧で 15 ワット、最大効率は 1.7% であった。発振開始電圧はこの範囲で 4~40 mA で、ビームのビッチ角は約 9° であった。高調波成分は 4 番目まで測定し、第二高調波の出力は基本波より 60 dB 低かった。後進波増幅の

実験も行なわれており、この周波数帯で 20~2 dB がえられた。

この管はカットオフ周波数近くでは現用の 0 形後進波管と同程度の効率が有り、短いミリ波帯での用途があるように思われ、波長 1 ミリの領域では 10^8 ガウスの磁界を必要とするが、これはミリ秒のパルス幅でならそれほどの困難なしに得られる値であると述べている。(末松委員)

不規則電子流の特性の実験的研究

M.H. Miller and W.G. Dow: "Experimental Study of Anomalous Electron Stream Behavior", J.A. Phys. 32, 2, p 274, (Feb. 1961).

末松安晴訳 [資料番号 5386]

この論文には直交電磁界形の直線状電子ビームのソール電流特性に関する実験結果とそれに対する検討が報告されている。このようなビームでは、陰極に対して負電圧のソール電極(図 1 参照)にもかなりの電流が流入することが知られている。これはエネルギー保存則に反する訳で、電子の初速度の効果とか接触電位差の効果にしては大きすぎるので、このようなことが生ずるためにはビーム内部の各電子間に何らかのエネルギーの交換が行なわれていなければならない。これに対する

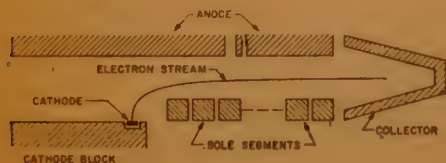


図 1

る従来の説明は直交電磁界形のスベリ流(slipping stream)増幅効果、いわゆるディオコトロン効果によるものであると考えられて来た。しかし電流が少ない場合には、これによる効果は小さすぎて測定結果を説明することができないので、増幅機構の詳細はこれとはかなり異なっていると考えられる。

ここには、図 1 に示すようにソールを 31 個に分割した測定装置を作り、これらのソール片に流入する電流を測定した。この場合のように陰極電流が少ないと、エネルギー交換は主として陰極とソールの入口の間で起こり、それ以後の部分では少なく、電子の運動温度は 10 eV 程度である。この際、陰極は空間電荷制限で動作し、ソール電流は陽極電圧 ϕ_{a1} と直流磁界 B とを用いた ϕ_{a1}/B^2 を変数として統一的に表わされる。また、陰極のすぐ後には同軸プローブが挿入してあり、第一ソール片の電圧により変化するが、2~3 kMc のコヒーレントな波が測定された。このプローブより 1 W 程度の周波数の波を入るとソール電流が増減し、この周波数は電子プラズマの共振周波数と同程度であった。このエネルギー交換の原因は陰極の低電位部分で電子が多様な軌道を取るためであり、さらに、電子のサイクロトロン運動とビーム全体としての高周波による乱伝はんの間に共振条件が満足されるときに起こるものであろうと述べている。(末松委員)

トンネル効果を生ずる超伝導体の研究

I. Giaever: "Tunneling Superconductors are Studied", electronics 34, 11, p 68, (March 17, 1961). 飯塚 隆訳 [資料番号 5387]

量子力学的なトンネル効果と、超伝導現象とを結びつけて、非線形な電圧-電流特性が負性抵抗の領域を有する素子が作られた。トンネルダイオードの動きを支配しているトンネル効果は半導体に限らず金属-絶縁物-金属のサンドイッチでも観測されるはずであり、著者は硝子の上にアルミニウムの帯を蒸着し、これを酸化させて薄い絶縁の良好な酸化アルミニウム膜を作り、さらにその上にアルミニウム、鉛等を直角に帯状

に蒸着して、サンドイッチを構成し、酸化膜中にトンネル電流が流れるのを観測した。サンドイッチの一方の金属が超伝導状態になると、電圧-電流特性は図 1(A) に見るように非線形になってくる。磁場のない場合アルミニウムは 1.1°K 以下、鉛は 7.2°K 以下で超伝導状態になるので、図 1(A) ではアル

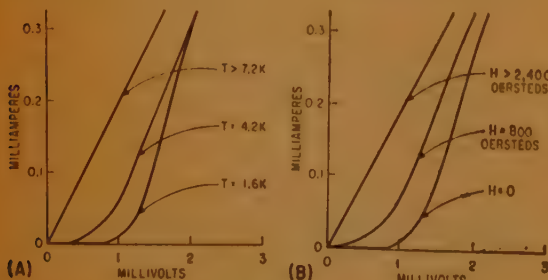


図 1

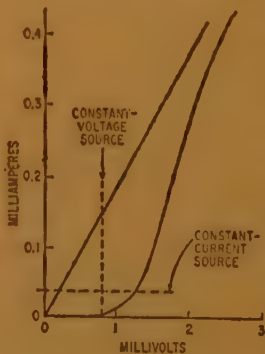
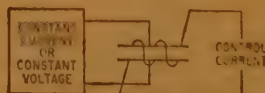


図 2

ミニウムは常に定常状態、鉛が 7.2°K 以下で超伝導状態になり、図 1(A) のような非線形を示している。またこれを磁場の中に入れると、磁場の強さが増すにつれ、超伝導状態が破壊され、図 1(B) のように変化する。このような変化は、金属が超伝導状態になると伝導帯のフェルミレベルを中心として、エネルギーギャップが生ずるためである。磁場の影響を利用して、図 2 のようにコンデンサ形のサンドイッチにコイルを巻き、コイルを流れる制御電流の磁場でトンネル電流を変動する

ことができるので、スイッチや三極管的特長を持つ装置に応用できる。

さらに温度を下げて両方の金属を超伝導状態にしてしまうと、電圧-電流特性の中に負性抵抗の領域が図 3 に示すようにあらわれてくる。この場合も、一方の金属が超伝導状態にあったときと同じく、電圧の極性を変えても特性の変化はない。この負性抵抗は 2 つの

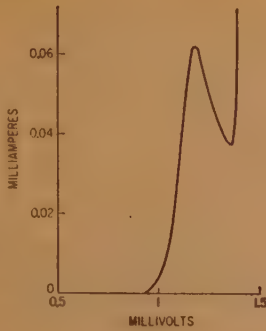


図 3

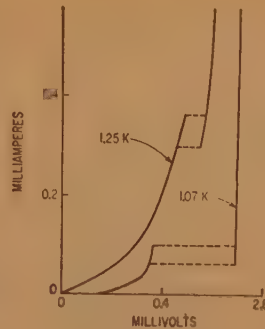


図 4

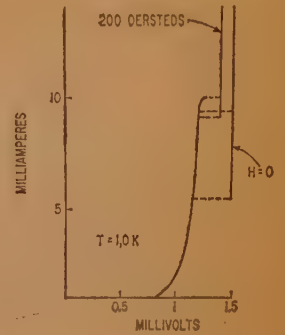


図 5

超伝導体のエネルギーギャップと急激に変化する状態密度に密接に関係している。そしてこの負性抵抗の値が図 4.5 に示すように温度と磁場の関数である。またトンネル電流は、酸化膜の厚さにより相当広く変化し、負性抵抗の生ずる電圧と、負性抵抗領域の電圧は共に 2 つの超伝導体の組合せに依存している。この電圧は一般に millivolts の領域で、ここに示した図は典型的なものである。これを計算機素子として用い

る場合、スイッチ時間等が問題となっているが、クライオサ、クライオトロン等の極低温素子との併用できる利点を持っており、今後の研究が期待されている。

- (1) Giaever, Phys. Rev. Ltrs. 5, 147, (1960).
- (2) " 464, (1960).

(阿部委員)

高感度半導体ひずみ計

R.E. Talmo: "Semiconductor Strain Gages Offer High Sensitivity", electronics 34, 8, p 43, (Feb. 24, 1961). 青木昌治訳 [資料番号 5388]

多くの物質は応力を加えたとき抵抗の変化を示す。——ピエゾ抵抗——。種々の物質のピエゾ抵抗の程度 (sensitivity) を表示するのに、gage factor として知られている figure of merit が用いられる。すなわち $GF = (\Delta R/R)/(\Delta L/L)$ 。ここで R および L はひずみのないときの抵抗と試料の長さである。 ΔR および ΔL はひずみによる変化分である。GF

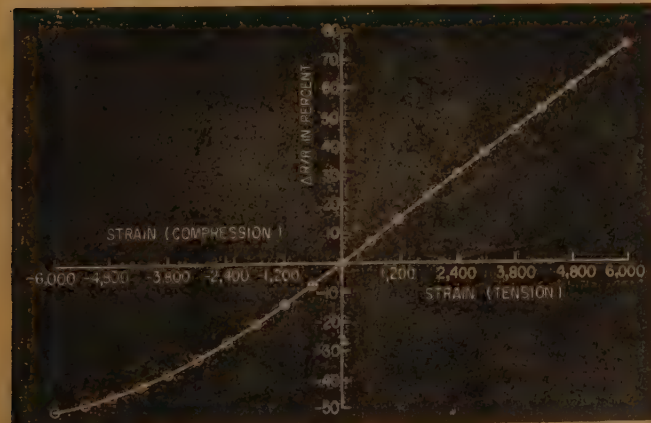


図 1

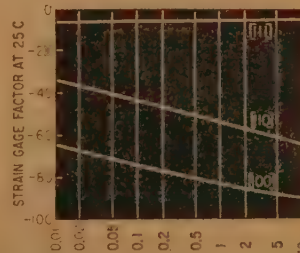


図 2

は金属線の場合 2~12 の値をとるが、特定の半導体では 200 に達するものもある。本論文はシリコン単結晶を用いたデータを示す。単結晶はその結晶方向による異方性があるので当然 GF は結晶方向に依存する。また半導体

の場合 p 形であるか n 形であるか、抵抗値が何ほどであるかも関係をもつ。図 2 は 25°C における n 形シリコンの抵抗率対 GF の関係を示す。図 1 はシリコンひずみ計の感度およびその直線性を示す。単結晶を用いた装置では、ほとんど理想的な応力ひずみ特性を示す。図 3 は最もしばしば用いられる結線法である。



図 3

(青木委員)

包晶化合物の帯溶融と結晶成長

D.R. Mason, J.C. Cook: "Zone leveling and Crystal Growth of Peritectic Compounds", J.A. Phys. 32, 5, p 475, (March. 1961). 篠田大三郎訳 [資料番号 5389]

帯溶融法と Bridgmann の結晶成長法をうまく組み合わせると良い包晶化合物 (Peritectic compound) を作ることができる。たとえば図 1 に示されるように $CdTe-In_2Te_3$ 系で包晶化合物 $CdIn_2Te_3$ は In_2Te_3 63 mol% から 93 mol% の間で液相から析出する。

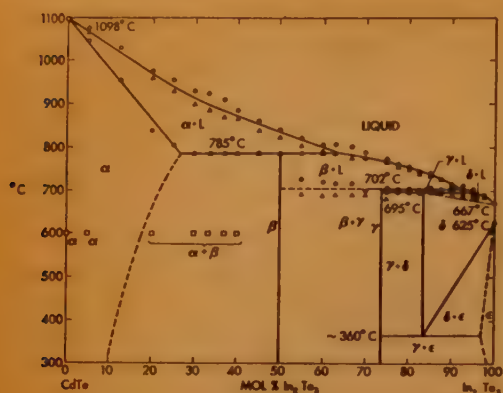


図 1

この化合物の均一なよい試料を得る方法として、つぎの2種が考案された。第1の方法は図2(a)に示すように50 mol% In_2Te_3 の組成のもとその1/4の63 mol% In_2Te_3 の組成をもつ Ingot を用いる。試料を帯溶融炉の中に入れ、63 mol% In_2Te_3 からなる液相部は包晶点 785°C より少し上の 800°C に保ち、全体の温度は α 相への転移温度 702°C より少し高

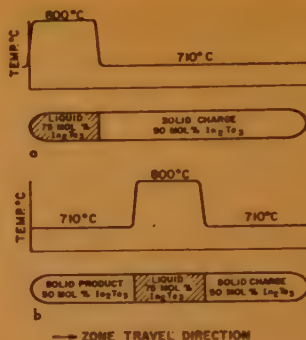


図 2

初液相から析出するのは α 相であるから液相の部分は 63 mol% まで変化し、そこで β 相が析出し初める。第1の方法と同様、方向を変え数回帯溶融を繰返すと均一なよい CdIn_2Te_3 が得られる。

最も大切な点は溶融帯の移動速度で、液相-固相間の平衡と密接な関係がある。過当な温度分布の下で速度 $1/3, 1/20 \text{ inch/hr}$ で作った試料は非常に均一で結晶粒の大きさは約 1 mm 位であった。(佐々木委員)

線形 graded p - n 接合の空間電荷層の特性に対する電子と正孔の効果

C.T. Sah: "Effect of Electrons and Holes Holed on the Transition Layer Characteristics of Linearly Graded p - n Junctions", I.R.E. 48, 3, p 603, (Mar. 1961). 阿部 寛訳 [資料番号 5390]

p - n 接合の空間電荷近似においては、接合の遷移領域における自由な電子や正孔の効果が無視されている。これは遷移領域における電子または正孔の濃度がイオン化した不純物中心の空間電荷に比べて小さいときには正しいが、順方向にバイアスされる場合には一般に自由なキャリア濃度を無視することはできない。この論文では電流の効果すなわち自由な電子と正孔の流れを考慮して遷移領域の特性を考慮する。簡単のため次元の場合について線形な graded 不純物分布を考えると、ポアソン方程式は、

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} = -\frac{q}{K\epsilon_0} (p - n + ax)$$

$$N(x) = ax$$

となる。電子と正孔の分布にボルツマン近似を取って上式と組み合わせると

$$u'' = \frac{3}{2} w^2 \left[\frac{4n_i}{aW} \exp\left(\frac{u_p - u_n}{2}\right) \sinh u_0 y \right]$$

のごとき normalize した形に書ける。ここで u_0 は

$$u_0 = [\psi(\phi_p + \phi_n)/2] / q/kT$$

という potential 関数で、

$$p = n_i \exp(u_p - u), \quad n = n_i \exp(u - u_n)$$

という形でキャリア濃度と結びつけられるものである。遷移領域は $x = \pm W/2$ に境界をもち、 $y = 2x/W$ で遷移領域の端

は、つぎのごとき境界条件をみたとする。

$$\begin{cases} u''(\pm 1) = 0 & |y| \geq 1 \\ u(\pm 1) = 0 & |y| = 1 \\ u(0) = 0 & y = 1 \\ u(\pm 1) = \pm \epsilon_j/2 = \pm (v_D - v_j)/2 & |y| = 1 \end{cases}$$

v_j : 実際の遷移領域にわたる電圧降下

さらに

$$\begin{cases} u_p - u_n = v & |y| \leq 1 \\ u_0 = \alpha y & |y| \geq 1 \end{cases}$$

図2-1の電圧分布をいう。ここで α は、遷移領域における自由な電子、正孔の空間電荷に対する比重を表わす量である。このように電圧分布を指定する方が結果を大きく示す。

(1) 遷移領域の幅は空間電荷近似よりも狭く、大きな順方向で $\exp(qV/8kT)$ の電圧依存性を示す。

(2) 空間電荷近似による電場によるキャパシタンスは空間電荷近似によって与えられるものよりも小さい。中間の順方向バイアスでこのキャパシタンスは零をとり、大きなバイアスで negative となる。しかし、この領域では自由なキャリアによるキャパシタンスが大きくなり、 $\exp(5qV/8kT)$ の電圧依存性を示す。

(3) 自由なキャリアを考慮すると遷移領域の電場は減少する。

(4) recombination-generation 電流は空間電荷近似よりも大きくなり、大きな順方向バイアスで $(5qV/8kT)$ の電圧依存性を示す。接合のキャパシタンス測定の結果と理論とはより一致を示し、高い順方向バイアスでは、多分伝導度変動によると思われるが、インダクタンスが無視できなくなることとも実験で明らかにされた。(阿部委員)

陰極スパッタによる磁性薄膜の製法

M.H. Francombe and A.J. Noreika: "Some Properties of Uniaxial Permalloy Films Prepared by Cathodic Sputtering", J.A. Phys. **32**, 3, Supp. p 97 S, (1961), E. Kay: "Magnetic Thin Films Prepared by Sputtering", p 99 S.

五味勇二訳 [資料番号 5391]

記憶素子用薄膜の製造は今まで真空蒸着と電着にその主眼が置かれていたが、この報告はスパッタによっても磁気異方性の制御が可能であることを示している。前者の報告では、陰極として直径 6 in の板を粉末より加圧焼成したもの、または銅板上に電着したいずれも磁ひずみ零のパーマロイ (Ni 81%, Fe 19%) を用い、これと 1 in 離して陰極と同一大きさ形状のアルミ板陰極を置く。下地用ガラス板はこのアルミ板に保持する。一度 bell jar を 10^{-4} mmHg に gas 抜きし、つぎに Ar gas を 10^{-4} mmHg まで入れる。析出速度はたとえば 3500 V, 150 mA で 15 A/sec が得られた。厚さの分布および析出速度は両電極間の距離、電圧、大きさ等に依存するが、下地の中心 3 in 以内では $\pm 2\%$ であり、1 kc の B-H loop tracer から測った H_C , H_K もよい一様性をもっていた。析出中、地球磁場によっても試料は単軸異方性をもつ。たとえ

ば試料端では厚さは減少するが、異方性の方向は析出中の地球磁場の方向であった。したがって真空蒸着で見られる入射角効果は生じないと考えられる。析出中に地球磁場と直角に 4 oe 程度の ac 磁場をかけると inverted film ができ、異方性軸の dispersion が見られた。この ac (または dc) 磁場が 8 oe を越すと $H_K/H_C=1.5$ となり、20 oe では $H_C=1.8 \sim 2.5$, $H_K=2.5 \sim 4.0$ が得られた。 H_C の厚さによる依存性は (800~7000 A の間で) 他の方で作った試料にくらべ、はるかに小さかった。スパッタによる利点はこの外に下地とのなじみがよい、pin hole が少ない、組成のずれが少ない、析出速度を容易に制御できる、真空蒸着のような入射角効果が少ない等が挙げられる。

後者の報告では前と類似な装置により、Fe, Ni, Co について岩塩単結晶、ガラス板、カーボン、マイカ等の下地を種々な discharge zone に置き、下地温度、真空度、減圧ガスの種類、電圧を変えることによって析出した薄膜の結晶の形状、大きさを電子顕微鏡によって観察している。これによると真空蒸着と同様下地温度が高いほど結晶粒は大きい。結晶の方向性、単結晶化の状況が蒸着とくらべて著しく異なっている。適当な条件の下で得られた Fe では $B_r/B_s \sim 1$, $H_C=250$ oe, $B_r=20,000$ gauss であった。(奈良委員)

チタン酸バリウム単結晶の時効

A. Misarova: "Aging of Barium Titanate Single Crystals", Soviet Phys. Solid State **2**, 6, p 1160, (1960). 苗村 明訳 [資料番号 5392]

チタン酸バリウム単結晶の諸特性の時間変化を、定電界があるとき、およびないときについて調べた。

$1 \times 1 \times 0.1$ mm³ の単分域結晶にコロイド状銀電極をつけ、パラフィン油の小滴中で測定を行なった。定温の炉中に置いて試料に高周波電界を加えて加熱し、これに低周波電界を重ね合せて、そのヒステリシス曲線の有無からキュリー点の通過を判定した。試料の冷却速度が速いので、時効時間の原点は高周波をきった瞬間にとった。定電界を加えるときは、その直後に加えた。

実験結果: ϵ , $\tan \delta$ は定電界の有無には特にらず、時間の対数に比例して減少する。その割合はこれまでのデータと一致する。電気伝導度は定電界のない場合つねに減少する。定電界がある場合は極小を示す点が存在するが、その位置は試料によって異なり、15 kV/cm 以上のとき 4~100 時間、8 kV/cm のとき 200~450 時間であった。定電界をかけないで 100 時間経時変化させた場合、ヒステリシス曲線の飽和に

要する電界が増し、10 kV/cm における最大分極値は約 15% 減少する。2 kV/cm 以下の交流電界ではヒステリシス曲線の中央部のくびれが見られた。試料を高温に保つか、大きな交流電界を加えると約 1 時間位でこのくびれは消失する。定電界をかけて経時変化させたときは一般にくびれは見られない。

以上の実験結果から考えると、格子欠陥および不純物の影響が時効のおもな原因ではなからうかと思われる。すなわちキュリー点以上で乱雑であった格子欠陥の分布が、キュリー点以下では分域の発生に伴い徐々に変わる。こうして欠陥が局在化すると、分域壁はその位置に固定され、結晶中のある部分は外電場の方向に向きえなくなるものと考えられる。これは実効的に電場が増したことに等価である。ところで、 ϵ は電場の関数として減少する傾向にあるから、欠陥の局在化とともに減少してゆくと考えてふしぎはない。ヒステリシス曲線のくびれは、領域によって欠陥の移動方向が異なるために生ずるものと解釈できる。また欠陥の局在化は常に何らかの機構で伝導度を低下させる。伝導度が極小を経た後、再び上昇するのは別の原因、すなわち試料の劣化などによるものであろう。(富田委員)

新しい全国市外ダイヤル番号計画

O. Myers: "The New Nation-Wide Telephone Numbering Plan", A.I.E.E. Comm. & Electronics, **52**, p 673, (Jan. 1961). 秋山 稔訳 [資料番号 5393]

米国における電話機の数最近予想外の増加を示し、1950~60 年の 10 年間に 4 千 1 百万台から 7 千 1 百万台にも増した。さらに今後の発展を考えると 1947 年に採用された全国市外ダイヤル番号計画は来る 1975 年頃までには充満されてしま

うことが予想されるに至った。本文はこのような事態に対処して計画された新しい番号方式に関するもので、従来のものに比べると特に区域符号に対する融通性が高められ、容量も大幅に増加されている。

新計画では従来の方式とはやや異なり、表 1 に示すようにすべての市外局に対して一様な方法でダイヤルする方式を行っている。この表で A は 2~9, X は 0~9 の数字を示し、また AB は Office letter である。表に示すように新計画ではすべての市外番号に対して最初に "1" または "0" が与えら

表1 新番号計画

	終局段階	初期段階
自区域内 D.D.D.	1+AXX+4N (Numbers)	(1)+ABX+4N
特殊市外	0+AXX+4N	0+ABX+4N
区域外 D.D.D.	1+AXX+AXX+4N	(1)+A% ₁ X+ABX+4N
特殊市外	0+AXX+AXX+4N	0+A% ₁ X+ABX+4N

れてある。この中の“0”は Person to Person, Collect, Credit card などの交換手を必要とする特殊サービスに対するものである。たとえば従来の方式では S×S 局から市外局への接続に3数字を要し最大13数字を使用したのに対し、新方式ではすべて一様に“1”または“0”を付加して11数字以内としている。したがって市内呼との区別も明りょうであり混乱も少なくなると言われている。この計画には、現在の番号方式から新しい終局の方式への移行が順調に行ない得るような十分の考慮も払われている。

電話トラヒックに対する推移確率

V.E. Beneš: *Transition Probabilities for Telephone Traffic*, B.S.T.J. 39, 5, p 1297, (Sept. 1960). 福田途宏訳 [資料番号 5394]

呼の生起間隔が互いに独立で一般分布 $A(\cdot)$ にしたがう、保留時間が指数分布にしたがう回線数 N の即時系において、時刻 t における回線使用数を $N(t)$ とするとき、推移確率 $P_n\{N(t-0)=n|N(0)=m\}$ について考察、まず最後の呼が発生してから時刻 t までの経過時間を $y(t)$ とするとき、マルコフ過程 $\{N(t), y(t)\}$ について議論。

呼の発生時に n 回線使用の状態を R_n とかき、時間間隔 $(0, t)$ 内で R_n の起こる回数を $Q_n(t)$ とする。

$$q_n(t) = \frac{dQ_n}{dt}, \quad b_n(t) = \sum_{j=n}^N \binom{j}{n} q_j(t)$$

$b_n^*(s) : b_n(t)$ のラプラス変換

とすると、定理1では $A(\cdot)$ を絶対連続とし、 $E\{x^{N(t-0)}\}$ (ただし x は任意の変数) と $b_n^*(s)$ とを与え、これから上記の推移確率のラプラス変換を求める方法を、呼の生起がポア

また、カナダ、アラスカ、ハワイなどの米国本土外への接続、PBX ダイヤルイン方式、電話回線を用いたデータ伝送などの種々の新しいサービスの目的のためにも予想外の区域符号、局符号の増加が必要となってきている。このような事情をも考慮して新計画では将来の発展に対する融通性を高めるために従来の方式とは異なり、特に符号の形から区域番号と局番号の区別をつけることはしていない。すなわち加入者増につれて区域数を増す場合には適当に局番号の数を減少させ、全体としての収容能力を上げて行くのである。最終的には最大800までの区域数をとることが可能である。もちろん区域番号と局番号が重複する場合にはダイヤル桁数の検出などの特別な処置は必要となるものと思われる。

新しい番号計画を遂行するためには交換機に対しても幾つかの新しい機能の付加が必要であり、その研究もすでに着手されており、その一部は局部的ではあるが実施に移されている。(秋山委員)

ソン過程にしたがう場合に示している。

定理2では $A(\cdot)$ が連続な微係数をもつものとして $\{N(t), y(t)\}$ の定常分布の母関数を求める。

定理3~5では R_m から R_n へ移る時間間隔を $x_{m,n}$ としてこれを再生理論的に考察、定理5, 4では $A(\cdot)$ が周期的である場合としからざる場合について

$$\lim_{t \rightarrow \infty} P_n\{N(t-0)=n\}, \quad t \rightarrow \infty$$

を求めている。

以上の議論のおもな応用としては、第1にトラヒック測定の際の標本誤差に関して、

$$M(T) = \frac{1}{T} \int_0^T N(t) dt$$

とおくとき、 $M(T)$ の分散を求めている。

第2の応用として、上記トラヒック系よりあふれる呼の生起状況を再生過程として求めている。

また第1の応用の詳論は同著者の B.S.T.J. Jan., (1961), p 117 に述べられている。(終)

トンネルダイオードとトランジスタを組み合わせた論理回路

R.W. Rade: *Logic Combines Tunnel Diodes with Transistors*, electronics 34, 9, p 46, (March 3, 1961). 小柴典居訳 [資料番号 5395]

トンネルダイオードとトランジスタの分離効果を組み合わせた論理回路で、スイッチ速度は0.7nsである。著者はこれを TDTL と略称している。

基本回路は図1で、エミッタ電流がトンネルダイオードの尖頭値 I_p にあるとき、入力尖頭電流

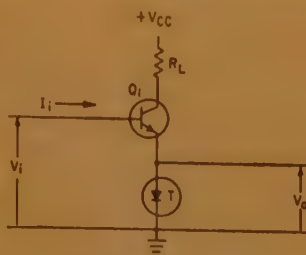


図1

I_{ip} は

$$I_{ip} = (1 - \alpha) I_p$$

同様に入力谷電流 I_{iv} は、

$$I_{iv} = (1 - \alpha) I_v$$

となる。すなわち入力回路の電圧電流特性は図2に示すように、トンネルダイオードに似た負抵抗特性を示すことは興味がある。

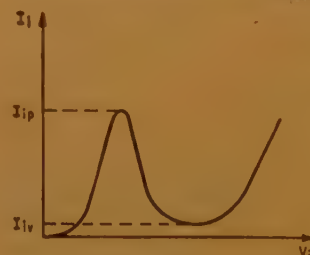


図2

図3は非同期2入力論理積回路の構成をした TDTL で、入力回路の動作点および出力電圧は図4、図5について表1となる。

定電流源で駆動されていると、一電

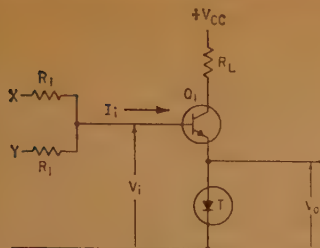


図 3

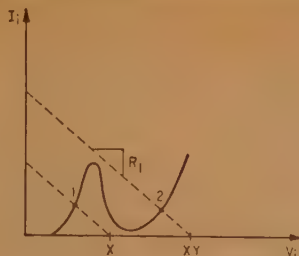


図 4

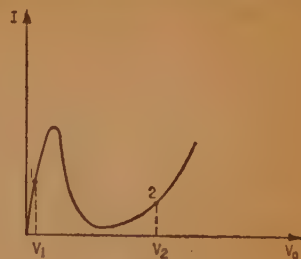


図 5

表 1

条 件	入力動作点 (図 4)	出 力 (図 5)
$X=Y=0$	原 点	
$X=1, Y=0$	1	V_1
$X=Y=1$	2	V_2

流が維持されているから、速度はトランジスタに左右されない。しかし定電流源とみなしうするためには、高い信号電圧が必要であるから、トラン

ジスタの遮断周波数があまり影響しない範囲の近似定電流駆動で妥協することになる。Ge・npn メサトランジスタと、GaAs トンネルダイオードを組み合わせで行なった実験では、スイッチ時間は 0.7 ns であった。スイッチ時間を短くするためには、 V_{cc} 、 R_L 、および I_p を適当に選び、ベース電流 I_{bp} でトランジスタが飽和しないようにしなければならない。

コレクタ側から出力をとれば否定ができるが、直流電圧を相殺しなければならない。図 6 は否定排他論理回路 (Negated exclusive OR) で、 R_s の値をトンネルダイオードの負抵抗の絶対値より小に選び、入力電圧電流特性の点 1 と 2 を用いる。この場合のスイッチ時間については触れていない。

(川又委員)

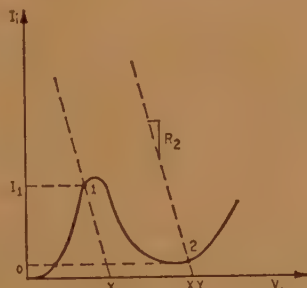
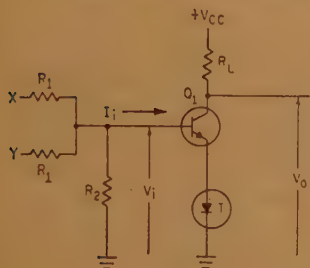


図 6

非線形制御系の質の問題

A.M. Letov: "The Problem of Quality for Nonlinear Self-Regulating Control Systems with Quadratic Metric", Trans. I.R.E. CT-7, 4, p 469, (Dec. 1960). 戸田 廣記 [資料番号 5396]

つぎの特性をもつ非線形制御系を考える。

$$\dot{x}_k = \sum_a b_{ka} x_a + f_k(x_1, \dots, x_n, t) \quad (k=1, 2, \dots, n) \quad (1)$$

この制御系について、位相空間の代表点の原点からの距離 $R^2 = \sum a_{ij} x_i x_j$ の動向により、この系の“良さ”(質)を論じようというのが本論文の眼目である。

(1) 式において f_k は有界、原点を含んで定義されていて

$$f_k(0, \dots, 0, t) = 0 \quad |f_k(x_1, \dots, x_n, t)| < L_k^{(N)} R$$

をみたしている。また b_{ka} 、 f_k は m 個の任意パラメータを含むとする。このとき系の質の問題は時間的には

(1) 各パラメータの 1 組に対して

$$\frac{R(t)}{R(0)} < e^{-\alpha(t-t^*)}$$

が成立する t^* (time of conditional attenuation) を求めること。

(2) $t^* \leq t^{**}$ (t^{**} は一定値) であるようなパラメータの組の集合で定めること。

空間的には overshoot の大きさを評価すること、と定義できる。

上記の問題を解決するため、本論文では、 $R(t)$ の方程式を導き、系の安定性、 $R(t)$ の評価式および (1) が線形の場合に t^* を求める式を与えている。最後に Bulgakov が与えた非線形制御の問題を例題として取扱っている。

このような考察は、最適非線形制御系構成問題の基礎として有用である。

(川又委員)

PABX におけるトラヒック測定

P. Gonschior: "Traffic Metering in PABX's", Siemens Rev. p 96, (Mar. 1960). 藤木正也・伊藤義三訳 [資料番号 5397]

全国加入者市外ダイヤルの実施は、全長距離呼の 70~80% を PABX 間の呼が占める事実、さらには最近における PABX へのダイヤル・インの増大等と相まって PABX におけるト

ラヒック測定の重要度を公衆網に劣らぬものとして来た。

PABX 用のトラヒック測定器はインパルス接点付呼量計、15 分ごとの呼量を記録するトラヒック記録印刷器、保留時間測定器 (t_m 計)、全話中度数計 (ATB 計) の 4 種で公衆局用と本質的な相違はない。

大 PABX では大自動局同様に上記測定器類はトラヒック測定架に集中実装されるが、内線 500 以下の小 PABX では特

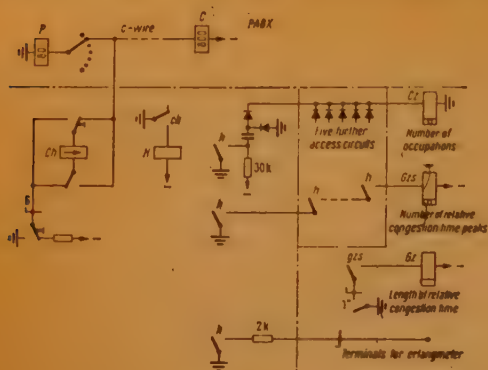


図 1

PABX へのダイヤル・イン

——公衆電話施設への 1 問題——

V.H. Topfer u. K. Rohde: "Durchwahl bis zur Nebenstelle—ein Problem für öffentliche Fernsprechanlagen?", Siemens Z. 34, 11, p 745, (Nov. 1960). 藤本正也訳 [資料番号 5398]

加入者市外ダイヤルが国際間にまで発展しつつある現在市外通話の 70~80% が着信する PBX 扱者の応答・接続の遅滞、誤接等は加入者の不満の種である。ダイヤル・イン (DW) の採用によりこれは解消され同時に回線保留時間も短縮される。本論文は DW 実施時考慮すべき 2 問題と、35 年にわたるドイツでの DW の歴史・経験につき述べたものである。

内線番号の付与法 局加入者数と PBX 内線数の比率に關する各国の統計・ドイツでの内線数 10 以上の PBX の比率・都市の規模と PBX の普及率の關係等より DW による番号増は 50~100% と推定される。番号付与法として内線番号を公衆網の番号に含める連けい番号方式 (Gebundene Numerierung, GN) と、PBX 番号の後に内線に必要な桁数を付加する独立番号方式 (Freien Numerierung, FN) が考えられる。ドイツでは FN に属する(市内番号桁数 2 桁) + 内線番号、+1 (中継者) を用いている。運用上 GN は公

衆網の番号計画に制約されるため融通性に乏しいが、桁数の統一・PBX の大呼量が公衆交換階梯を少数しか通らぬという利点がある。第 2 の利点は FN でももちろん実現可能である。技術面よりは公衆網の交換機がレジスタの蓄積能力等より一定桁数しか転送できぬときは GN 以外に方法がなく、DW の実施も大 PBX に限定される。GN による大規模の DW の実施にはレジスタの改造等の大出費を要するが回線使用率の向上で償われよう。FN は公衆網が任意桁数を転送できるときには常に可能である。直接制御方式はもちろん、間接制御方式でも、巡環蓄積方式 (EMD-M)、または区間ごとに設けたレジスタによる区間別ポーズ間接続方式の採用で実現できる。ただし後者を現用方式で行なうにはマーカ・レジスタの制御範囲を非常に小さくする必要があるが、交換方式が ESK・リード半形電子より全電子へと進むにつれ高度の集中制御が可能となろう。新方式の実用化にあたっては常に FN が可能なように考えておく必要があろう。

2 つの計器函と補助函間の相互接続は巻付端子またはプラグにより簡単に迅速に接続することができる。(藤本委員)

DW 呼の課金に關連して、(1). PBX に入ったときより課金、(2). 内線応答時より課金、(3). 内線話中時の扱者への自動転送、(4). この転送を全通話に行なうか市外着信呼のみとするか等の諸問題があるが、すべて運用上の問題で技術的にはいずれも可能である。(藤本委員)

6 kc スペーシング 12+12 形 12 通話路 トランジスタ化電話方式

G. Fuchs, J. Boulon: "Système téléphonique transistorisé a 12 voies, du type 12+12 avec espacement de voies de 6 kHz", Cable & Trans. 15, 1, p 72, (Jan. 1961). 高橋一雄訳 [資料番号 5399]

12+12 方式のトランジスタ化を考慮するにあたって周波数間隔を 4 kc から 6 kc に拡大して端局装置の価格低減を図り、周波数帯域の拡大に伴う線路損失の増加は中継区間を短縮してこれを補うことができる。したがって中継局数は増えるが中継器のトランジスタ化と、遠隔給電の採用による価格

低減によって充分経済性を維持することができる。かかる観点からここに述べる E12 方式が開発された。本方式は 6 kc スペーシングの 4×3 変調方式で、低群は 12~84 kc、高群は 96~168 kc の 12 チャンネルで、通話路搬送波は 12, 18, 24, 30 kc、前群搬送波は 72, 96 kc、群搬送波は 180 kc、信号周波数は 4.3 kc である。これらの搬送波は 1440 kc の水晶発振器から分周して、マルチバイブレータを動作せしめて得た矩形波を使用し、1 鉄架 12 端局分の供給能力を有する。変調器は積分ろ波器変調器を採用してろ波器を含めた変調損失を 2 dB 以下とすることができ、受信系の前群増幅器を省くことができた。中継器は、遠隔給電遠隔監視方式の双方向中継器で装荷 4 区間ごとに装荷線輪と同じ場所に埋設され、1 筐体に 12

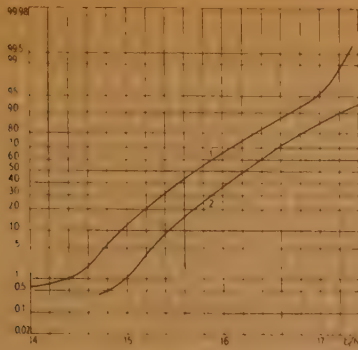


図 1 460 m の線路長で 60 kc で測定した同軸対と高周波対間の近端漏話減衰量 b の分布曲線

- 1° 同軸対と 16 カット層高周波対間で測定
最小値: 14.0 N; 50%: 15.7 N
2° 同軸対と 22 カット層高周波対間で測定
最小値: 14.7 N; 50%: 16.2 N

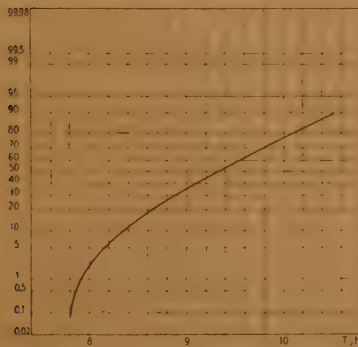


図 2 7.3 km の増幅区間で 160 kc で測定した高周波対間の近端漏話減衰量 T_1 の分布曲線
最小値: 7.8 N 平均電力: 9 N

システム収容可能である。本方式の実験区間として使用したマルセイユ—ローン間ケーブルは 1.18/4.43 mm の標準同軸 5 対と、0.9 mm 対称対 38 カッド (内層 16, 外層 22 カッド) から成る複合ケーブルであり、その中継区間長は対称対が 7.3 km, 同軸対が 6 km である。本論文には本ケーブルについて実測した各種漏話の統計的データを示しており、それを図 1~図 4 に示す。本ケーブルは複合ケーブルなる故同軸対と対称対との共存に起因する漏話を特に問題として詳述している。同軸対を第三回線とする漏話に関してつぎの法則が

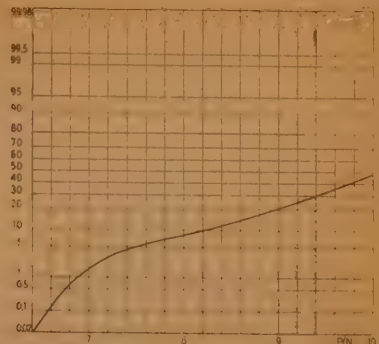


図 3 7.3 km の増幅区間で 160 kc で測定した高周波対間の近端漏話減衰量 P の分布曲線
最小値: 6.4 N 平均電力: 8.5 N

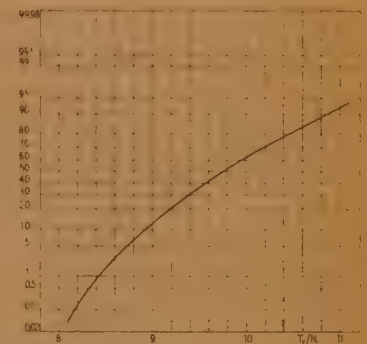


図 4 8 増幅局の点で 160 kc で測定した高周波対間の第 3 回線による漏話減衰量 T_2 の分布曲線
最小値: 8.1 N 平均電力: 9.4 N

見出されている。(1) 高周波対間の総合漏話減衰量は増幅点の双方で測定した接続前の第 3 回線近端漏話減衰量の和に等しい。(2) 第 3 回線近端漏話減衰量の周波数並びに線路長特性は、対称対間のそれと同様の法則にしたがい、またベクトル合成の法則にしたがう。

これらの測定値から E 12 方式の総合雑音を評価しているが、その結果のみを記せば装置による雑音 230 pW, 線路による雑音 486 pW, 合計 716 pW (これは 420 km の均一線路に対する値) で 1 km あたり 1.7 pW となる。

(飯田委員)

12+12 形・12 通話路電話方式におけるトランジスタ化線路装置

J. Aubert, J. Brune et M. Sabine: "Equipelements de Ligne Transistorisés pour Systèmes Téléphoniques à 12 Voies, Type 12+12", Cable & Trans. 15, 1, p 51, (Jan. 1961). 伊藤 守訳

[資料番号 5400]

真空管をトランジスタに置換え、中継区間が 3.5 ネーバの減衰の場合および 6.5 ネーバの減衰の場合の無装荷ケーブル搬送装置で、中継器は伝送 2 方向に 1 個の共通増幅器を有す

る双方向中継器 (図 1) を採用し、120 kc において 3.5 ネーバの減衰を有する 1 増幅区間は、装荷線輪挿入区間の 1830 m 5 区間で、0.9 ミリの 9.15 km の長さに相当し装荷点と一致させている。線路送出相対レベルは -1.45 ネーバで、計算上の線路雑音は、線路装置を含め 2.04 pW/km である。中継器は反結合のループ 2 個を有するので、帯域内ループ減衰量は、帯域内最大許容偏差の点から 1 ループあたり少なくとも、6 ネーバ以上の値が必要である (図 4)。

遠隔給電方法として、交流、直流方式および直、並列方式がある、それぞれ一長一短あるが、ここでは 50 c/s 並列給電方

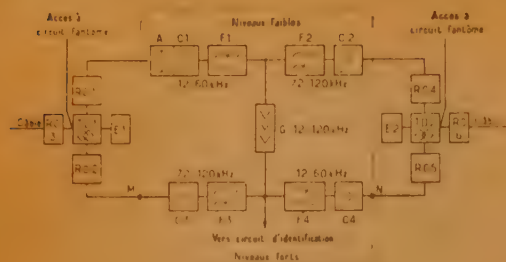


図1 中継増幅装置の簡略図

TD: 差動変換器; E: 等化器; RC1~6: ケーブルインピーダンス整合回路網; F1~F4: 共振器; G: G 利得の増幅器; A: 減衰器; C1, C2: 定抵抗減衰補正器; C3, C4: 共振器インピーダンス補正器; 利得および減衰の条件: $A_1 + C_1 + \alpha f L + 2\alpha f D = G$
 $C_2 + \alpha f L + 2\alpha f D = G$

ここに $\alpha f L$: f 周波数における増幅区間の減衰量

$\alpha f D$: 差動変換器の隣接端子間の減衰量

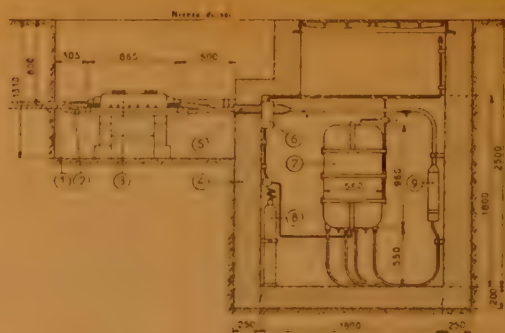


図3 マンホール内の配置

1: 主ケーブル; 2: 引込みケーブル; 3: 4個の出力を有する B55d 被覆線ケーブル; 4: R₀ 形マンホール用密閉蓋; 5: 密閉導入用真鍮パイプ; 6: 密閉用減圧弁; 7: 24個のトランジスタ中継増幅器用密閉筐体; 8: 圧縮空気用ポンプ; 9: 仕切室

式を用い重信回線上で遠隔給電する。1中継あたり電力消費は約 200 mW, 給電最大局数は4個である。中継局の遠隔監視は主局 P_1, P_2 からそれぞれ伝送帯域を利用した F_1 および F_2 なる電流を送り、中継局で high Impedance で取出し増幅検波し、検波直流で中継局の発振器をコントロールして、重信回線を通じて主局に障害の有無を送り返す。当発振周波数は中継局ごとに 420 c/s ~ 1740 c/s 間に 120 c/s 間隔で配置された周波数を用い、検波直流の有無で 35 c/s の FS をかける (図2)。

中継局の設定には種々な方法がある。その優劣長短を述べ、ここでは密閉のためゴムタイヤのパッキングを使用した箱の中に12システムを収納し、マンホール内に設定する。設

定の断面を図3に示している。

その他、減衰量7ネーパ中継区間への適用は付録のべてある。プッシュプル共通増幅器 (3.8 ネーパ) を用いその他、伝送2方向にそれぞれ前置増幅器 (12 kc ~ 60 kc, 2.5 ネーパ, 72 ~ 120 kc, 4 ネーパ) を用いることにより、S/N 比を有利にすることにより達成している。

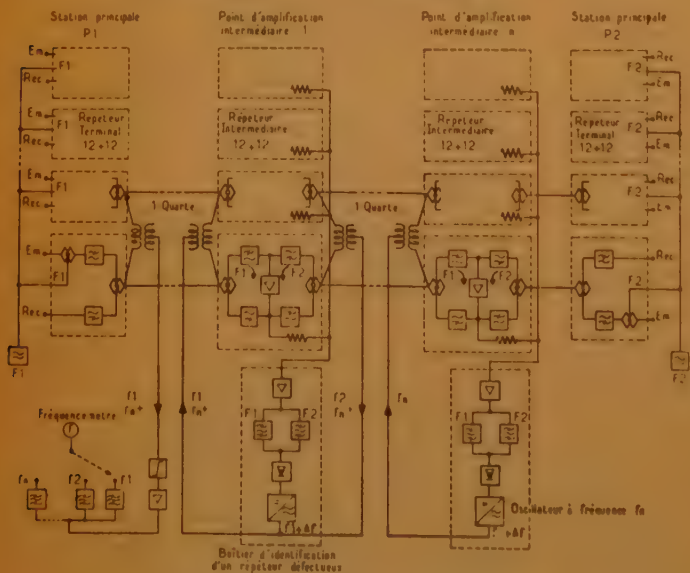


図2 中継増幅点における障害増幅器の検知装置動作原理図
 F_1 : P_2P_1 方向の検知周波数 F_2 : P_1P_2 方向の検知周波数

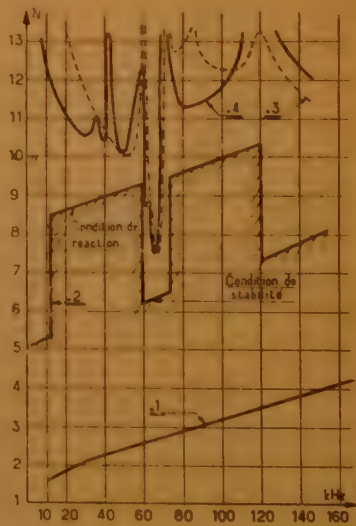


図4 3.5 ネーパ区間方式における中継増幅器の増幅損失
 1: 120 kc において3.5 ネーパ増幅区間の増幅損失
 0.9 ミリ容量 38.5 nF/km 9.15 km 長のケーブル
 2: 反結合条件および安定度条件の結果から要求される減衰量
 3 および 4: 12 kc ~ 60 kc または 72 kc ~ 120 kc 帯域内の減衰を受けた増レベルを幅して測定した値

(飯田委員)

並列伝送線路回路網

C.S. Gledhill: "Two-Path Transmission-Line Network", Electronic Tech'gy, **38**, 1, p 22, (Jan. 1961). 丸林 元訳 [資料番号 5401]

この論文は、特性インピーダンス等しく長さの異なる本の線路を、図 1 (a) のごとく電源と負荷の間に挿入した場合につき解析し、この回路網を、(i) 広範囲の負荷インピーダンスに対するインピーダンス変換、および (ii) 帯域除去ろ波器に应用できることにつき論じている。この方法は図 2 のごときインピーダンスの異なる単一の線路によって行なった場合と比較すると、特性インピーダンスの代わりに線路長を加減すればよいので、実用性の大きいことがおもしろい点である。

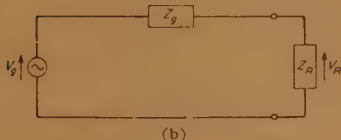
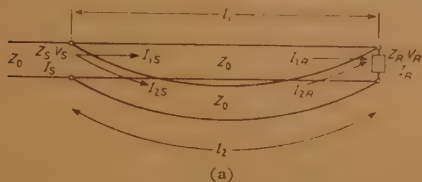


図 1

図 1 (a) において $\frac{Z_S}{Z_0} = z_S$, $\frac{Z_R}{Z_0} = z_R$ とし、線路が無損失の場合の入力インピーダンスを求めると、

$$z_S = \frac{\frac{1}{2} [\cos \beta(l_1 + l_2) - \cos \beta(l_1 - l_2)]}{2 z_R [\cos \beta(l_1 + l_2) - 1] + j z_R \sin \beta(l_1 + l_2) + j \sin \beta(l_1 + l_2)} \quad (1)$$

この論文においては、 $z_R = r + jx$ とおき、 $z_S = 1$ なる条件を調べ、整合可能な z_R の範囲をスミス図表上に求めて、図 2 の場合と比較を行なっている。その結果、この方法による整合範囲がずっと広くなり、さらに負荷インピーダンスに幾らかの線路を付け加えると、任意のインピーダンスに対して整合可能なることが示される。

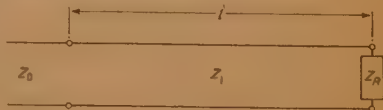


図 2

つぎに図 1 (a), (b) により挿入電圧比を求めると、 $Z_S = Z_0$ なる場合

$$\frac{V_R}{V_{R'}} = \frac{1}{4} \left\{ \frac{5 \cos \beta(l_1 + l_2) - \cos \beta(l_1 - l_2) - 4 + j 4 \sin \beta(l_1 + l_2)}{j [\sin \beta l_1 + \sin \beta l_2]} \right\} \quad (2)$$

となる、これから、(i) $\beta l_1 = (2n+1)\pi + \beta l_2$ および (ii) $\beta l_1 = 2n\pi - \beta l_2$ の場合には分母が ∞ となり、帯域除去ろ波器として使うことができる。論文では、このような動作について、さらに調査し、通過域で若干損失はあるが充分使えることを述べている。また並列線路のインピーダンスを Z_0 でない値に選ぶことにより、通過域の損失を極めて小さくする方法についても計算が示されている。(沢田委員)

新しいろ波器を用いた音声周波多重搬信装置

B. Tennent: "Improved Multiplex Voice Frequency Carrier Systems Using New Audio Filters", Trans. I.R.E. **CS-8**, 4, p 258, (Dec. 1960). 川上 泉訳 [資料番号 5402]

High Q 材フェライトコアを使用した誘導線輪とプラスチックフィルム・コンデンサを使用した音声中央帯域搬信回線における高速度二重電信に適した帯域並びに帯域阻止ろ波器が設計されている。

図 1 に本論文のろ波器を用いた音声プラス中央帯域 FM 電信装置のブロックダイヤを示す。

従来の音声プラス FM 電信装置においては、400 c/s および 2000 c/s を低域並びに高域ろ波器によってそれぞれカットして、高域に 170 c/s スペースの電信回線をとっている。Fletcher によって確かめられたところによれば、明りょう度は音声エネルギーおよび音の明りょう度に同等の影響を受ける。

図 2 に示すように 2000 c/s において高域をカットした場合音声回路においては 10% の音声エネルギーと 24% の音の明りょう度が失われる。しかるに中央帯域音声搬信方式において 1100 c/s から 1500 c/s までの

中央帯域をカットした場合、音声エネルギーの損失がわずか 8 % に減少し実際上音の明りょう度には損失がなくなる利点があることを示している。

図 3 には 8 共振回路による帯域通話ろ波器並びに 10 共振回路による帯域阻止ろ波器の実験特性曲線が示してある。この曲線から音声および各通話路間の漏路はそれぞれ少なくとも 80 dB あり、たとえ実質的にはその電力レベルに差がある

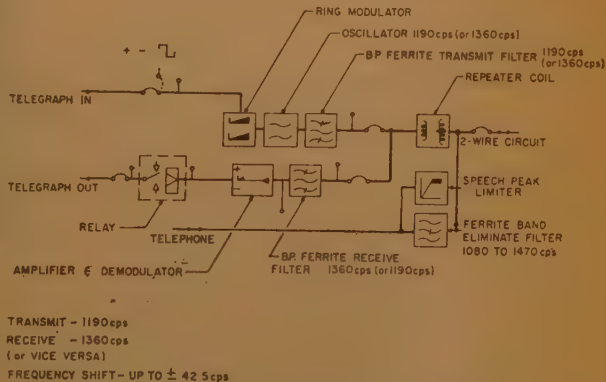


図 1 音声プラス中央帯域 FM 電信装置

としても、雑音レベルまで減じられていることがわかる。また帯域阻止波の挿入損失は 0.5 dB に押えられていて音声電力の損失は無視することができる。つぎに同図の×印は中心周波数より ± 72.5 c/s 離れて 20 dB 以上の減衰量があることを示している。

このことは受信側にこのような波器を用いて ± 42.5 c/s の周波数変位の FM 電信において、170 c/s のチャネルスペースを 145 c/s に減じても充分漏話防止に必要な減衰量ととれているとみなして良い。また使用フェリトコアの Q がほぼ 6000 c/s まで周波数の増加と共に大きくなっているの、トーンの配置も 6000 c/s まで可能であると述べている。

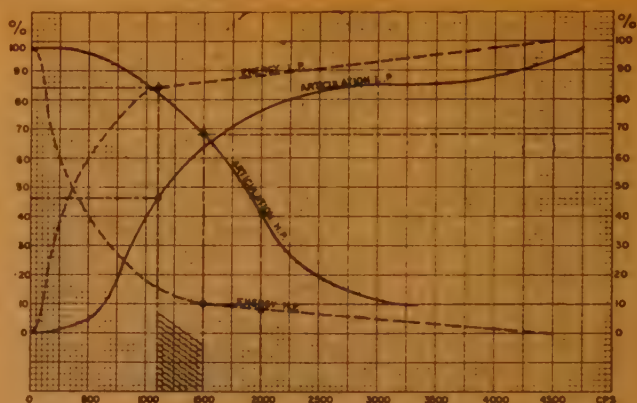


図2 帯域カットによる通話の明りょう度並びに音声エネルギーに対する影響

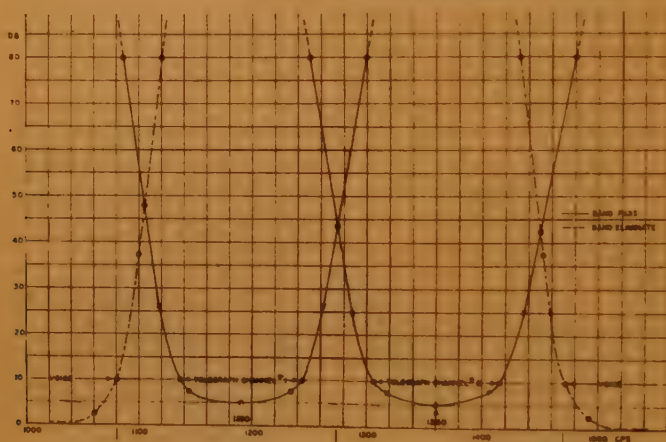


図3 中央帯域 FM 電信装置における音声周波数特性曲線

(飯田委員)

12 Mc 搬送方式の中継機器

K. Barthel u. W. Zitzmann: "Die Strecken-ausrüstung des 12-MHz-Trägerfrequenz-systems", Siemens Z. 11, s. 777, (Nov. 1960).

重井芳治訳 [資料番号 5403]

すでに CCITT によって方式の要が決定されている 12Mc 同軸ケーブル伝送方式のシーメンス社線路装置を明らかにした。中継距離は基準 4.65 km (最大 5 km) 自動利得制御は 4287 kc/s を用い 2 中継ごとに挿入し、監視および給電局間隔は約 100 km (24 中継) である。信号レベルは全電話伝送時最高周波数 -13 dBm の 7 dB プリエンファシス、複合伝送時テレビは無信号時搬送波レベル 0 dBm の 5 dB プリエンファシス・電話は -13 dBm 平坦である。等化は局間 ± 0.5 dB、約 100 km で残留わずきを線路等化器 (反響等化器である。項数 34) によって ± 1 dB 以内とすることを目標にしている。給電電圧は 24 中継の場合中心線間に平衡 1600 V(AC) を用いる。回線雑音は 2500 km で 2500 pW (CCITT 勧告に対し 5 dB 余裕) を目標とした。線路増幅器は D3a 6 本使用の並列 3 段増幅器で主増量 23 dB、局所増量 14 dB



図1 中継器 E

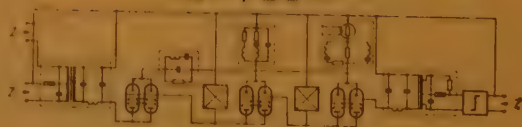


図2 中継器 E の主要回路

利得は同軸ケーブル 4.5 km の損失特性に ± 0.1 dB 以内に一致させてある。平坦利得増幅器は同じ真空管を用いた 2 段構成のものである。いずれも入出力端子は整合をとり反射係数 10% 以内である。パイロット増幅器はトランジスタを用

いた。複合伝送時の等化ひずみの補正は分波器を用いてテレビと電話とを分離し、それぞれ別個に等化器を挿入する。

(沢田委員)

PE 被覆地下通信ケーブルおよび PE 被覆ケーブル用防湿壁

H.C.S. Hayes: "Polythene-Sheathed Underground Telephone Cables", p 250; D.W. Glover and E.J. Hooker: "A Moisture Barrier for Polythene-Sheathed Cables", P.O.E.E. 53, Pt. 4, p 253, (Jan. 1961). 布施嘉一訳 [資料番号 5404]

PE 被覆地下通信ケーブル

Polythene (PE) 被覆ケーブルには導体の絶縁体が PE のものと、紙のものとの 2 種類がある。本文は両種のケーブルの長所を述べ、実用上問題となる点について考察したものである。

PE 絶縁 PE 被覆ケーブルは現在、100 対までのものを使用されているが、さらに多対のものに拡張するためにケーブルの特性と、使用上の経済性の研究用として 150 対から 1000 対までのケーブルを約 30 マイルについて試験中である。これらのケーブルは市内配線用に使用されるもので、電気的特性と同時に接続法についても数種類の方法が試験されている。

オール PE ケーブルは可撓性に富み、軽量かつ、取扱いが便利で、さらに腐食の問題がないという利点がある。また摩擦係数が小さいのでダクトへの引込みが容易で、通常潤滑剤を必要とせず、従来の紙鉛被ケーブルの 2~3 倍の長さを引込むことができ、建設費を著しく軽減することができる。少対ケーブルは接続個所に防水壁が設置されているが、多対ケーブルになると多くの困難があり、まだこれに防水壁を設置する試みはなされていない。浸水事故の際、ケーブルに沿って水が移動するのを防ぐため隔壁をつくる必要がある。

紙絶縁 PE 被覆ケーブルはオール PE ケーブルと同様な利点があり、長いものの引込みに便利であるが、PE は透湿性があるため時間の経過と共にケーブルの絶縁抵抗が徐々に低下する。

1954 年~1955 年に Dover-Deal 間の 9 マイルの区間に布設されたケーブルの絶縁材料は、1955 年に 1 マイルについて

15,000 M Ω あったものが 1959 年にはその 1/3 の 5,000 M Ω に低下してあり、まだ低下するおそれがある。

このケーブルの試験の結果、紙絶縁 PE 被覆ケーブルについては、さらに広範囲の実験計画が必要であるという結論に至り、現在 4 lb/mile (約 0.40 mm) および 6 $\frac{1}{8}$ lb/mile (約 0.51 mm) の導体を有する 150 対~800 対の試験用ケーブルが布設中である。

その他に新たに試験的な中継ケーブルが 5 ルート計画されている。このケーブルの特徴は PE 被覆の内面に Al テープを接着し防湿壁としていることである。この防湿壁を施したケーブルは、それが無いケーブルと比較して約 1/20 まで透湿性を軽減することができるということが工場試験の結果から得られている。

PE 被覆ケーブル用防湿壁

新被覆法によるケーブルは PE 被覆の内面に接着された Al テープによって湿気をしゃへいたものである。

テープは厚さ約 0.003 インチで、あらかじめ PE で片面が裏打されており、高温の被覆過程で、被覆との間に強力な密着が生ずるようになっていく。すなわち、この薄層テープは PE 面が外側になるようにケーブルコアを包み、PE が被覆されるとその被覆とテープ上の PE 層とが熔着し、被覆内面の全体に Al テープを接着させている。

この処理の効果は Sealing Factor で推定されている。これは PE のみの被覆と防湿壁の施された被覆とを同一条件の下において湿気が透過する場合、それぞれの量の比として定義されている。測定は、試料をケーブルが布設されたと同じ状態にしてケーブルからコアを取除き、常温の水中に浸漬し、そこで透過する湿気を収集、計量して求める。短い試料について行なった実験の結果では約 20 の Sealing Factor を得た。このような被覆は少なくとも数十年間はケーブルコアの絶縁抵抗を保証するだろうということが判明した。

またテープは電気的なしゃへいとしても役に立ち、さらに被覆に障害が発生した場合、その位置の発見用にも利用することができる。

(中村委員)

モスクワ大学音響学部の残響室の研究

I.V. Lebedeva: "Investigation of the Moscow State University Acoustics-Department Reverberation Chamber", Akusticheskii Zhurnal U.S.S. R., 6, 3, p 326, (1960). 山本照二訳 [資料番号 5405]

この論文は、モスクワ大学音響学部の残響室について、その残響時間、残響室内の音の伝送特性、室内の 2 点の音圧の相関係数の測定などの問題を論じ、残響室法吸音率の測定に必要な拡散音場の条件をのべた。

図 1, 2 に残響室の平面および断面図を示す。室容積は 217 m³、室の全表面積は 220 m²、吸音率の測定試料の取付面積

は 9 m² である。内面の仕上げとしては、床はタイル張り壁と天井はオイルペイントを塗った鉄板張りである。壁は 230

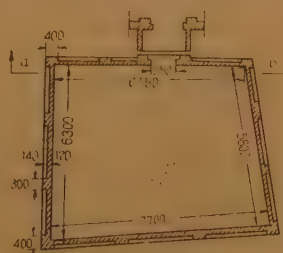


図 1

mm 厚の鉄筋コンクリートで、建物の基礎と床の間に防振ゴムを入れ固体音をしゃ断している。空のときの残響時間は、160 c/s で 19 秒、5000 c/s で 2.9 秒であり、160~5000 c/s の周波数範囲で吸音力は 4 セービン以下であ

る。

固有振動数の分布についての計算結果と音圧分布の実験結果から、この室では 150 c/s 以上の周波数で十分均一な拡散音場が作られることをもとめた。

また十分な拡散音場を得るための音源としては震音（周波数変調音）がもっとも適していることを実験的にもとめ、とくに変

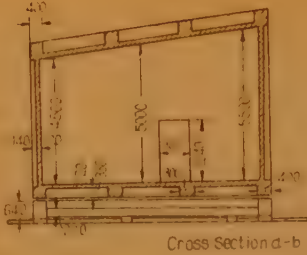


図 2

HMD 方式：ステレオ放送の方式

E. Frank and J. Ratsch: "Das HMD-System, ein Verfahren zur Übertragung stereophoner Rundfunksendungen", Elekt. Rund. 14, 11, p 463, (Nov. 1960). 藤田 尚訳 [資料番号 5406]

このステレオ放送方式は、もっぱら VHF, UHF 帯に用いられるもので、時分割片波変調形 コンパチブル 立体放送方式とよび、従来の時分割方式と比較して簡単に立体放送受信において同期が必要でない方法である。

この方式で用いる副搬送波は、プログラム左右信号の差信号によって振幅が制御されるようになっていて、モノホニックな信号を送送する場合には副搬送波分が消滅する。

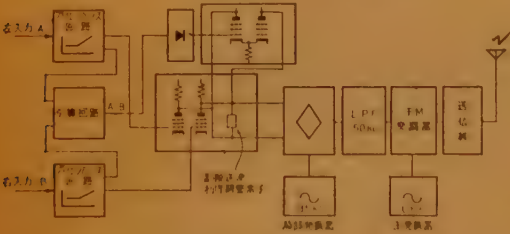


図1 送信系統

磁気録音におけるトラック幅の影響

D.F. Eldridge and A. Baaba: "The Effect of Track Width in Magnetic Recording", Trans. I.R.E. AU-9, 1, p 10, (Jan./Feb. 1961). 藤田 尚訳 [資料番号 5407]

磁気録音において、録音トラックの幅を変えると、再生信号レベルはトラックの幅に比例し、背景雑音と S/N 比は、トラックの幅の平方根に比例して変わることは既に報告されている。この論文は、この事実の実験的な裏付けであって、0.092 から 0.0011 インチにわたる数種のトラック幅について測定している。測定結果に基づいて外推すると、信号と雑音

調周波数が 1 c/s、周波数変移が 15 c/s と 10% のときもつとも良いことを示した。

拡散の程度を知るには、室内の 2 点の音場の間の関係を調べればよい。震音のとき x の距離だけ離れた 2 点間の音圧の相関係数 R は、R.K. Cook らにより与えられた式

$$R = \frac{1}{K_1 x - K_2} \left[S_c(K_1 x) \right] \frac{K_2}{K_1} \frac{\sin K_2 x}{K_2 x}$$

ただし $K_0 = (K_1 + K_2)/2$

K_1, K_2 : 周波数の極限に対する波長定数

でもとめられるが、この R を測定する機器を用い、実験的にもとめた結果と計算値が一致することを確かめた。

(藤田委員)

表 1 に、本方式の諸定数などを、図 1, 2 に、受受信の系統を示す。

(藤田委員)

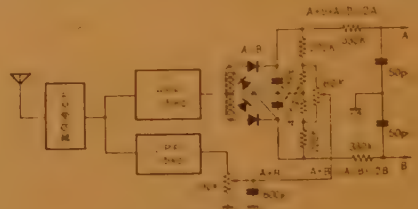


図2 受信機の例

表 1 HMD 方式の諸定数

方式	時分割多重方式
プログラム伝送形式	2 チャンネル
搬送波波形	正弦波矩形波
搬送波周波数	35 kc
信号振幅比	和、差信号比 3:1
搬送波振幅	差信号にて制御する
変調度	100%
信号伝送周波数幅	30~15,000 c/s
漏話 (左右チャネルの)	20~38 dB
モノホニックな受信に対する雑音量の増加	2.5 dB (モノホニック受信に対し) 16 dB (ステレオ受信に対し)
IM	200 c/s バンド幅で 1%
KF	0.8% 以下

の比が 1 になるトラック幅が 1 である。また実際に記録されるトラックの幅は、録音ヘッドの幅より 0.001 インチほど大きいことが見出された。

NKZ パラメータについては、1 インチあたり 500 本のトラックを記録しても S/N 比は 20 dB に達していて、この結果 50000 ~ 1000000 bit/inch² にわたる記録密度が実現できた。

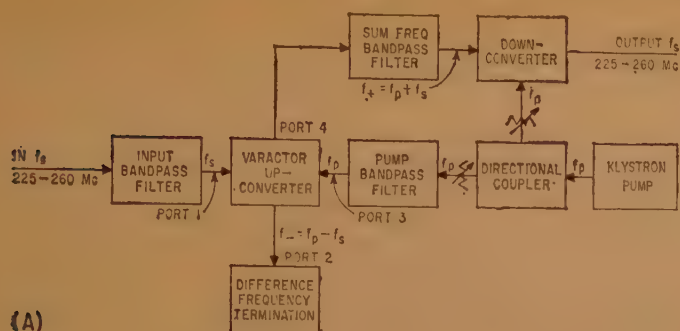
ヘッドのシールドが充分であれば、再生時に生ずる記録長さの長い領域のクロストークは、それほど困難な障害にはならない。なにより長い記録長を入、ヘッドとトラックとの距離を d とすればクロストークの相対値は、ほぼ $65 d/\lambda$ (dB) で与えられる。

(藤田委員)

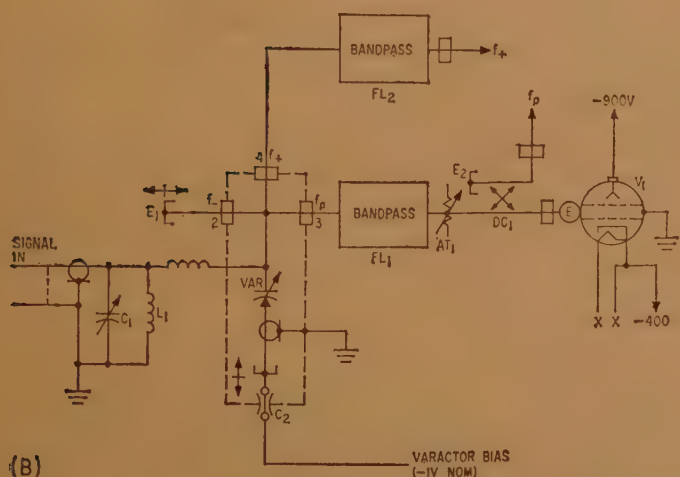
送信電力の小さい人工衛星やミサイルには方向追尾形のテレメータ方式が必要である。追尾アンテナに装置した従来の真空管前置増幅器では総合雑音指数 4~5 dB が限度であったが、ここに発表したパラメトリック前置増幅器は帯域幅 225~260 Mc で 2 dB 以下の総合雑音指数を得た。

テレメータ方式を改善する周波数変換技術

W. C. Hollis: "Frequency Conversion Technique improves Telemetry System", electronics 34, 10, p 189, (March 10, 1961). 木下康昭訳 [資料番号 5408]



(A)



(B)

市販のパラメトリックダイオード ($f_c=40 \sim 100$ Gc) を用い回路の損失を補償するため、3 dB 程度の負性抵抗利得を有する上側帯波変換を行なった。

このアップコンバータの利得を 15 dB を得るために X バンドにポンプ周波数を選んで雑音指数 10 dB のダウンコンバータを後段に用いると約 1.5 dB の総合雑音指数が得られる。

図 (B) の Port 4 からクライストロンでダイオード VAR (450 ER) がポンプされ、上側帯波 f_s が取りだされてダウンコンバータに入る。図 (A) のようにダウンコンバータには方向性結合器を通して f_s 成分の一部を加えて f_s と混合して信号周波数 f_s に戻し、クライストロンの周波数変動を打消している。

ダウンコンバータは X バンドのクリスタルミキサで、つぎにグリッド接地形広帯域 2 段 IF 増幅を行ない、総合で 25 dB の利得を得る。

この前置増幅器は電源部内蔵で、アンテナ機構部に設備できるように耐風水形のケースにおさめられ、300 フィート以内の遠隔制御ができる制御パネルもそなえている。

(鶴 委員)

二つのパラメータによる最適制御系のシミュレータによる研究

R.J. McGrath, V.C. Rideout: "A Simulator Study of a Two-Parameter Adaptive System", Trans. I.R.E. AC-6, 1, p 35, (Feb. 1961). 渡辺俱行訳 [資料番号 5409]

本論文は制御系のパラメータを正弦波状に微小変化させることによりパラメータの変化、入力の変化に対して最適制御する方法についてのべたものである。

制御系は図 1 に示すように、パラメータ調節器、誤差関数

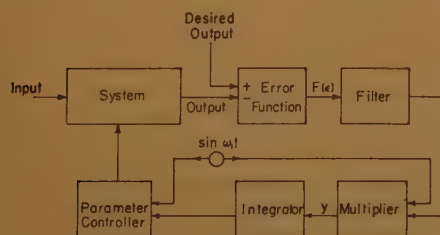


図 1

発生器、フィルタ、積分器、乗算器よりなる、制御しようとするパラメータは正弦波状に微小変化させられる。変化の周波数は誤差スペクトラムの周波数より低く、パラメータの変化及び入力信号の統計的性質の変化の周波数より高い。誤差関数発生器はノンネガティブな誤差の関数 (たとえば自乗誤差)

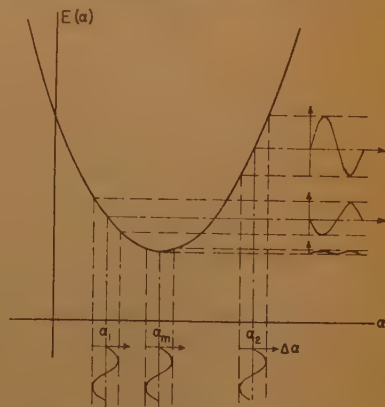


図 2

$F(\epsilon)$ を作る。 $F(\epsilon)$ の時間平均 $E\left(E = \overline{F(\epsilon)} \approx \frac{1}{T} \int_0^T F(\epsilon) dt\right)$ は誤差の測度であり、入力統計的性質および系のパラメータの関数である。 E は図2のように近似的に放物線になる。相関検出器は乗算器と積分器よりなり、摂動信号とフィルタからの誤差の測度とを結合し、 E を最小にする信号を与える。入力および他のパラメータの変化は曲線 E の位置と形を変化させるが、常に E を最小にするように働く。制御されるパラメータが二つ以上の場合は、各パラメータに対し、違った摂

動の周波数とフィルタ以下のループを用いる。この場合、誤差がパラメータの直交関数でなくてもよいが、一つの最小値をもつことが望ましい。誤差の測度としては必ずしも自乗誤差を用いなくてもよい。この制御系では設計に際して系のパラメータについて詳細に知ることが必ずしも必要ではない。

なお本論文では、正弦波入力およびランダム入力について理論的に解析し、二つの可変パラメータを持った三次線形系のアナコンによるシミュレーションの結果について述べている。(関本委員)

交換則および結合則をみたす2進演算則による論理関数標準形式について

P. Calingaert: "Switching Function Canonical Forms Based on Commutative and Associative Binary Operations", A.I.E.E. Comm. & Electronics, 52, p 808, (Jan. 1961). 浦城恒雄訳 [資料番号 5410]

4種の n 変数論理関数展開形式について論じ、相互間の変換公式をいくつかの記号および定義を導入し必要な定理を証明することによって示している。

2変数論理関数は16あるが、交換則、結合則をみたすものには exclusive or (Δ), and (\wedge) logical equivalence (Γ) inclusive or (\vee) の4つの演算則がある。そのうち2つの演算則について分配則をみたすものにはつぎの4形式がある。

$$u \wedge (v \vee w) = (u \wedge v) \vee (u \wedge w) \quad (1)$$

$$u \vee (v \wedge w) = (u \vee v) \wedge (u \vee w) \quad (2)$$

$$u \wedge (v \Delta w) = (u \wedge v) \Delta (u \wedge w) \quad (3)$$

$$u \vee (v \Gamma w) = (u \vee v) \Gamma (u \vee w) \quad (4)$$

この関係を用いて N 変数論理関数の標準形式展開が可能である。いま非負整数 j を ν 桁の2進表現をした係数でえられる ν 次元ベクトルを b^j とし、その $2^{\nu-1-k}$ の係数を b_k^j とすると、標準形式として (1)~(4) に対応して

$$F(x) = \bigvee_{j=0}^{2^n-1} (f_j \wedge p_j) \quad p_j = \bigwedge_{k=0}^{n-1} (x_k \Gamma b_k^j) \quad (5)$$

$$= \bigwedge_{j=0}^{2^n-1} (g_j \wedge q_j) \quad q_j = \bigvee_{k=0}^{n-1} (x_k \Delta b_k^j) \quad (6)$$

$$= \bigwedge_{j=0}^{2^n-1} (h_j \wedge r_j) \quad r_j = \bigwedge_{k=0}^{n-1} (x_k \vee b_k^j) \quad (7)$$

$$= \bigvee_{j=0}^{2^n-1} (i_j \vee s_j) \quad s_j = \bigvee_{k=0}^{n-1} (x_k \wedge b_k^j) \quad (8)$$

の4種があり、(5), (6) は普通、和標準形式、積標準形式とよばれているが (7), (8) は Delta および Del 標準形式とよぶ。特に (8) は新しく導入された標準形式である。1つの標準形式から他の標準形式への変換公式、すなわち上記の

f, g, h, i のどれかが分かっているとき、他のものを求める公式を導く。

そのために u を論理ベクトル v を一般のベクトル (次元数は同じ) として $u_k = 0$ のときそれに対応した v_k を除いて作るベクトル演算 $y = v/u$ と、 u を論理ベクトルとして t, v を一般のベクトル (t, v の次元数の和が u の次元数) としたとき $\bar{u}/w = t, u/w = v$ になるようなベクトル演算 $w = |t, u, v|$ を導入し、 $F(x)$ の partial difference として、つぎのものを定義する。

$$\frac{\partial F(x)}{\partial u} = \sum_{k=0}^{2^n-1} F(|\bar{u}/x, u, b^k|) \quad (9)$$

ただし $\sigma(u)$ は u の次元数を ν として $\sum_{k=0}^{\nu-1} v_k$ で示される。その他、

$$\left[\begin{smallmatrix} Z \\ k \end{smallmatrix} \right] = 1 \pmod{2} \Leftrightarrow k=0 \text{ or } k=2^n \quad (10)$$

$$\left\{ \begin{smallmatrix} a \leq b \\ a \leq 2^n \end{smallmatrix} \right\} \rightarrow \left[\begin{smallmatrix} b+2^n \\ a \end{smallmatrix} \right] = \left[\begin{smallmatrix} b \\ a \end{smallmatrix} \right] \pmod{2} \quad (11)$$

の2式を証明して、それを用いて

$$b^v \geq b^u \Leftrightarrow \left[\begin{smallmatrix} v \\ u \end{smallmatrix} \right] = 1 \pmod{2} \quad (12)$$

なる定理を証明している ($u \geq v$ とはすべての k について $u_k \geq v_k$ のこと)。

ついで、 A なるマトリクスとして、

$$A_k^j = \left[\begin{smallmatrix} j \\ k \end{smallmatrix} \right] \quad \left(\left[\begin{smallmatrix} j \\ k \end{smallmatrix} \right] \text{ の } \pmod{2} \text{ をとったもの} \right)$$

を定義すると、 $B = AA$ が identity matrix となり、したがって A が self-inverse であることが証明できる。

以上の諸定理を骨組として用いて f, g, h, i のあいだの変換公式として

$$f = g = Ah = A(i \Gamma e^0) \quad (13)$$

$$h = Af = Ag = i \Gamma e^0 \quad (14)$$

$$i = h \Gamma e^0 = (Af) \Gamma e^0 = (Ag) \Gamma e^0 \quad (15)$$

を導くことに成功している。ただし e^0 は $(1, 0, 0, \dots, 0)$ なるベクトルである。(中山委員)

磁線による不揮発性、非破壊式記憶装置

C.G. Shook: "A Digital Static Magnetic Wire Storage with Nondestructive Read-Out", Trans. I.R.E. EC-10, 1, p 56, (March 1961). 鶴飼直哉訳 [資料番号 5411]

本論文では磁性材料を使用した線の小領域を磁化し、磁ひずみによる弾性波が非破壊式読取を行なう形式の記憶装置に

ついて考察し、簡単な実験結果を述べている。

図1は、この方法による一時記憶装置の原理図である。図1(b)のごとく、磁性材料の線を適当な間隔の領域に分け、その各々に書き込み巻線を施す。書き込みは、書き込み巻線に情報に応じた極性の電流を流してその領域を磁化することによって行なわれる。書き込まれた情報を読み出す場合には、図1(c)のごとく別に設けられた読み取り巻線に電流を流す。

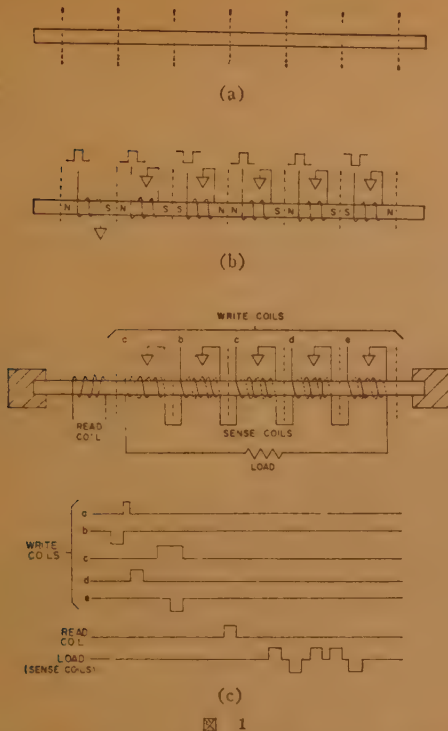


図 1

この読み取り電流による磁ひずみ効果で発生した弾性波は磁線中を伝はんし、各々の領域を順次振動させる。したがって各々の領域にさらに出力巻線を施してこれを直列に接続すれば、記憶された情報は直列的に読み取られる。この読み取りは完全に非破壊的であり、実験結果によれば 22×10^4 回の読み取りを行なっても、内容の変化は認められない。

図 2 は固定記憶装置として使用する場合の原理図である。図 2 (a) では情報 1 の部分にのみ巻線を施してこれを直列に負荷へ接続する。図 2 (b) の場合は情報 1 と情報 0 とに対応して各々の巻線の極性を逆にして直列に負荷へ接続する。読み取りは、いずれの場合も図 1 と同様の方法によって行なわれる。

図 3 は数種類の形式の各々について簡単に実験結果についてまとめたものである。

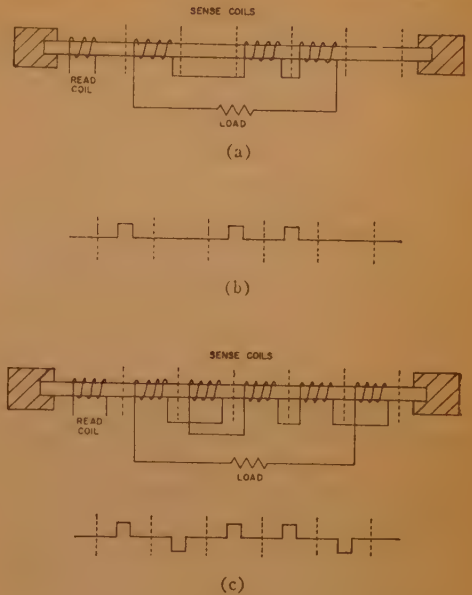


図 2

	TYPE OF STORAGE	CIRCUIT	WAVEFORM	BITS INCH	PEAK FREQUENCY	PEAK SPACING
TEMPORARY	±		STROBE INTERVALS	4	750 KC	1.3 μsec
				2.6	500 KC	2.4 μsec
	P-A		INDIVIDUAL LEADS	4	750 KC	1.3 μsec
				9-10	17 MC	0.6 μsec
PERMANENT	±		STROBE INTERVALS	4-5	750 KC	1.3 μsec
	±			2.6	500 KC	2.4 μsec

図 3

(柴山委員)

多出力論理回路の計算機による設計

T.C. Bartee: "Computer Design of Multiple-Output Logical Networks", Trans. I.R.E. EC-10, 1, p 21, (Mar. 1961). 当麻喜弘訳 [資料番号 5412]

組合せ論理回路を設計する場合、回路の簡単化と言う問題が実用的に重要になる。ただ一つの出力端子をもつ回路については、すでに多くの研究がみられるが、多出力端子を持つ回路の場合、それぞれの端子に関して単独に上の(単一の場合についての)簡単化の方法を適用しただけでは不十分なのである。たとえば 3 出力、3 入力回路で

$$z_1 = abc + b'c', \quad z_2 = a'bc + b'c', \quad z_3 = a + bc$$

と言う結果が得られた場合、それぞれを単独に考えている限りこれ以上簡単化は進まない。しかし、たとえば $z_3 = a + a'bc + abc$ とすれば、第 2 項は z_2 の第 1 項、第 3 項は z_1 の第 1 項(それに z_3 の第 2 項は z_1 の第 2 項)をそのまま利用できるから、全体を and-or 回路で構成したときの Diode の数は少なくなる。

本論文は上記の点を考慮して、多出力回路を簡単化する手続きについて述べたものである。簡単さの尺度としては(回路を and-or または or-and で作るとして)、(1) 変数の数が最少、(2) 項の数が最少、(3) 必要とする Diode の数が最

少、と言う三つの尺度を用いている。

述べられている手続を列記すると、尺度 (1), (2) に対しては (i) 組合せ表から展開項を列記する。この項には入力条件の外に、0 である出力変数に否定記号をつけたものを含ませる。1 となる出力変数の位置には blank を記入する。 (ii) これらの展開項を圧縮する。出力状態を示す変数はそのまま圧縮項に残される。 (iii) prime implicants を決定する (圧縮された結果、出力状態を示す変数の数が元の項と同一か、またはそれより少ないとき、元の項を消去する)。 (iv) 元の展開項とこの prime implicants との包含関係を考慮して、必要とされる prime implicants のみを残す。残されたもので回路を構成する。

また、尺度 (3) については、上のようにして得られた最少

の prime implicants を、さらに、出力状態を示す変数の組合せの個★の場合に応じて細分し、こうして求めた expanded prime implicants と元の展開項との包含関係を数式的に表示し、この表示を Boole 代数的に簡化することにより必要な最終の項を求めると言う、Petrick の方法が応用されている。

従来の研究と異なる本論文の特色は、入力条件が出力変数のいずれを規定するかと言うことを簡単化の手続中に記録しておき、それをあとで利用すると言う点であろう。なお、or-and 回路に簡単化する場合、don't care condition 等についても言及している。

表題に反し、Program の具体的なことについては全く述べられていない。(柴山委員)

高速・高精度 2 進並列加算

H.C. Hendrickson: "Fast High Accurary Binary Parallel Addition", Trans. I.R.E. EC-9, 4, p 465, (Dec. 1960). 麻生 哲訳 [資料番号 5413]

並列計算機の精度を高めるために取扱う数値の桁数を増加したとき、演算速度を制限する基本的なものは、加減算における桁上げパルスの伝ばん時間である。この論文は非同期的な加減算時間を縮小する方法について考察している。通常の 2 進 n 桁並列加算器で任意の m 桁目に注目すれば、入力に加わえられてキャリー C_m または \bar{C}_m がでるまでの時間遅れを d とすれば、最悪の場合キャリーの伝ばん時間は nd となる。 A_m, B_m を被演算数 AB の m 桁目のレジスタの内容とすればキャリー C_m は加算開始信号を K とし、

$$C_m = [A_m B_m + (A_m + B_m) C_{m-1}] K$$

となり \bar{C}_m はその否定として与えられる。キャリーは $A_m = B_m$ によりただちに発生し $A_i \neq B_i$ を L 段通り、 $A_i = B_i$ 段まで L_d にて伝ばんする。非同期的なキャリーの伝ばんをうまく利用し、これを縮小するにはつぎの 2 点が問題となる。すなわち (1) として加算が全部終了したかどうかの確認と、(2) 加算開始とその終了によりつぎの演算に移行するタイミングを規定するクロックパルスの時間間隔の選定、および平均加算時間はどれだけ短縮できるかの検討である。(1) は m 桁目の 2 進和が

$$S_m = (A_m B_m + \bar{A}_m \bar{B}_m) C_{m-1} + (\bar{A}_m B_m + A_m \bar{B}_m) \bar{C}_{m-1}$$

にて与えられることにより、演算開始後演算終了を示す。

$$S_k = (S_0 + \bar{S}_0)(S_1 + \bar{S}_1)(S_2 + \bar{S}_2) \dots$$

が "1" になることにより確認できる。演算終了前にクロックパルスがくれば結果は誤りであり、他のクロックパルスにより再び実行する。終了後にきたクロックパルスにより答は

レジスタに移される。(2)は $A_m \neq B_m$ の個数をキャリー伝ばんの最大長とする。一方 2 進 n 桁の加算の組合せの数は 2^n 通りあるので、キャリー伝ばんの最大長さの平均 L_{av} をつぎのように定義する。

$$L_{av} = \frac{l \text{ の合計}}{2^n}$$

一般に n 桁の L_{av} の計算は、 $r+1$ 桁の l の分布が r 桁のそれより算出されることを利用し帰納的に漸次えられる。実際には L_{av} によるキャリーの伝ばん時間の他に $A_m = B_m$ の桁よりキャリーのでる時間おくれを考慮し、 L_{av} を補正した L_{av}' は次式にて近似される。

$$L_{av}' = \log_2 \frac{5n}{4}$$

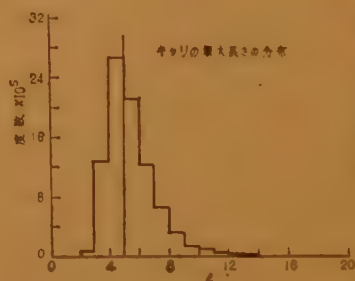


図 1

図 1 は $n=24$ の場合キャリー伝ばんの最大長さの度数分布である。 n が大きくなると平均 L_{av} より分散はさらに小となる。クロックパルスの時間間隔は 1 段あたりの時間遅れ d の L_{av} 倍よりもわずかに大き

とり、

$$T \approx d L_{av}' + 3d$$

程度が適当である。たとえば 2 進 100 桁の並列加算は 100 d の時間を要するが、上述の方法によればわずかの付加回路をつけることにより 10 d 程度のクロックパルスを採用することができ著しく高速化できる。(中山委員)

アナログ計算機 "ANALAC"

E. Honore & E. Torcheux: "La Technique de Calcul 'ANALAC'", 403, p 762, (Oct. 1960); H.J. Uffler, E. Honore & E. Torcheux: "Le Calculateur Universel 'ANALAC 101'", L'onde Elec. 40, 405, p 979, (Dec. 1960). 東口 実訳 [資料番号 5414]

約 472 kc の搬送波信号を用い、演算回路を 1/4 波長線路に類似の特性を持つ LC 受動回路網と方程式の解を求めるためのサーボ系とで構成したアナログ計算機について述べている。すなわち図 1 に示す回路を用いて $LC \omega^2 = 1$ とすると入出力電圧電流の間に $I_1 = AV_1, I_2 = AV_2$ の関係が成立し、特性アドミタンス A の値はそれぞれ図中に示したようになる。そこでこのうち (d) の回路を 1 つの単位として可変インダク

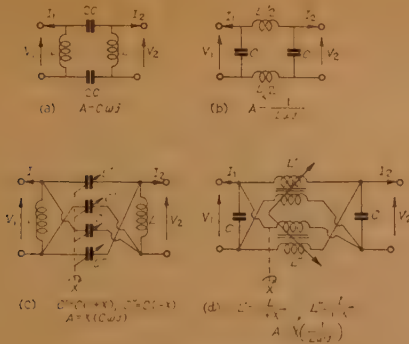
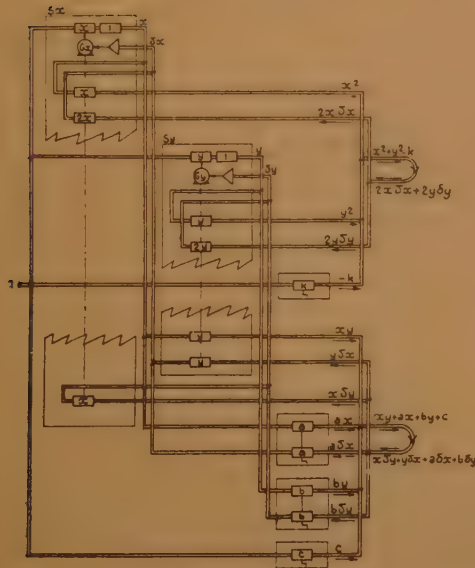


図 1 基本演算回路



$$\begin{cases} x^2 + y^2 = k \\ xy + ax + by + c = 0 \\ (x^2 + y^2 - k) + 2x\delta x + 2y\delta y = 0 \\ (xy + ax + by + c) + (y+a)\delta x + (x+b)\delta y = 0 \end{cases}$$

となるように結線する。

図 3 解法例

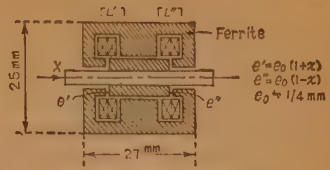


図 2 可変インダクタンス

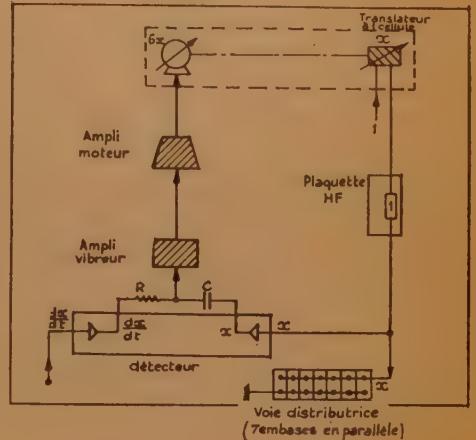


図 4

タンスを図 2 の形で作って演算素子とした。演算回路の接続は、たとえば図 3 に示すようになり、演算回路が双方向性を持つことがたくみに生かしてある。またある瞬間の解を x 、解の真値を x_0 としたときに誤差出力 δx は

$$\delta x = (x_0 - x) / \{1 + (k/d^2 Q^2)\}$$

で示される。ここで k は方程式数の 3 乗程度の大きさの常数、 d はヤコビアン、 Q はコアの Q である。また積分器は図 4 のようにして構成した。また一方方向性を得るためには出力を直流に変換してから他の入力とする方式を用い、記録器も直流入力のものでその精度は 10^{-4} のものを用いている。実際に 850 個の演算ブロックからなるアナログ計算機を試作し、これを用いて方程式を解く例についても説明してある。

(東口元委員)

デジタル計算機 CAB-500 と SEA-3900

F.H. Raymond: "Présentation de Deux Calculatrices S.E.A", L'onde Elec. **40**, 405, p 920, (Dec. 1960). 麻生 哲訳 [資料番号 5415]

SEA (Société d'Electronique et d'Automatisme) の計算機 CAB-500 (Calculatrice Arithmétique Binaire) と SEA-3900 について性能、命令構成について詳細に解説し、これら 2 台の性能のことなる計算機を組合わせて使用する方法について説明している。CAB-500 は論理回路にフェライトコアを使用した。クロック周波数 215 kc の中速 2 進科学用計算機で、メモリはレジスタとよばれる高速コアメモリ (アクセス時間 $2.5 \mu s$) と主記憶装置として、128 語 \times 128 トラックの 16,384 語の磁気ドラムをもつ。数値は 32 + Sign ビット

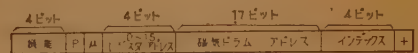


図 1

によりあらわされ、浮動小数点方式にもなる。命令は図 1 のごとく f, n, i, N の 2 アドレスで構成され、 n, N のいずれか一方を省略して 1 アドレスの形にすることができる。

たとえば (A2 M 500) はレジスタ (2) の内容に磁気ドラムの 500 番地の内容を加算することを意味し、(MFIR 5 P 3) はレジスタ (3) の内容が負でないならば、レジスタ (3) の内容はレジスタ (1) の内容に乗算される。基本的な命令は 13 種類で、他は 32 種類のマイクロプログラムによりおこなわれる。磁気ドラムの約半分の容量はこのためのマイクロプロ

ラムやサブルーチンに使用される。SEA-3900 の主体は磁気テープ記憶装置で、CAB-500 がおもにニューメリックな演算をおこなうのに対し、SEA-3900 は主としてアルファベテ

イックな演算をおこなう。各文字は 6 ビットにて表現され、記憶装置は 4,096 文字のフュライトコアでアクセス時間は 6 μ s である。(中山委員)

硫化鉛薄膜の電氣的構造

D.P. Snowden & A.M. Portis: "Electrical Structure of PbS Films", Phys. Rev. **120**, 6, p 1983, (Dec. 15, 1960). 二井理郎訳 [資料番号 5416]

PbS 薄膜の光伝導の機構を検討するために D.C. より 10 kMc までの暗電流および光電流の周波数依存性, D.C. と 10 kMc における暗電流 および 光電流のホール移動度の測定を行なった。暗電流の周波数依存性は低周波側で平坦, 100 Mc 付近で周波数を増すと約 10 倍に増加し高周波側ではそのまま 10 kMc まで再び平坦となる。光電流の方は 100 Mc 付近で 1 つの山を作り, 低周波側も高周波側も大体同じ値で平坦である。移動度の方には D.C. の値とマイクロ波ファラデー効果より求めた 10 kMc の値に伝導度の場合ほど大きな差はなかった。暗電流の周波数依存性は, 薄膜が障壁により隔てられた小さな伝導性の領域の集まりであることを示している。つまり周波数が上がると, 障壁容量により障壁インピーダンスが下がると考えればよい。しかし同じ理由で移動度の方にも D.C. と 10 kMc で大きな差があるはずであるが, 実際はそうでない。また光電流の周波数依存性の説明も簡単にはできない。

そこで図 1 に示すような模形を考えた。図の白い部分は薄膜内部に連続的にひろがるチャンネルで, この部分だけが電光感度を持つとする。実線が障壁で, それに囲まれて細かい点で示した孤立した伝導性の領域がある。また障壁からチャネ

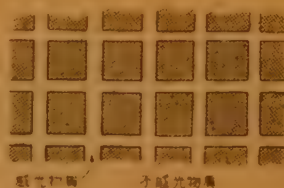


図 1

ル部分に向かって長さ $L_D = (\epsilon kT/4\pi p_0 e^2)^{1/2}$ (L_D はデバイ長, p_0 はチャンネル部分の担体数) の depletion layer がのびていて, 光により p_0 が増加すると L_D が減少し障壁容量が増加すると考える。この模形で暗電流および光電流の周波数依存性はつぎのように説明される。D.C. では暗電流はもっぱらチャンネル部分を流れるが, 高周波では障壁容量で障壁のインピーダンスが下がるために暗電流は増加する。ところが光によって伝導度が増加するのはチャンネル部分だけなので光をあてた場合の電流の増加分は高周波で障壁がシャントされても D.C. のときと大して変わらない。また障壁のリアクタンスが他の部分の抵抗と等しくなる周波数では光によって容量が大きくなるという効果がきて光伝導に山が現われることになる。三次元の模形について計算した結果を実験と合わせることで, 各部分の担体の移動度と数が求めている。理論と実験との一致は光電感度のよい試料については非常によい。

(三上委員)

核変換により生じた p 形ゲルマニウムの不純物伝導

H. Frizsche and M. Cuevas: "Impurity Conduction in Transmutation-Doped p type Germanium", Phys. Rev. **119**, 4, p 1238, (Aug. 15, 1960). 渡部尚三訳 [資料番号 5417]

普通, extrinsic な半導体では (たとえば n-Ge) 常温から 100~50°K 位までの間では, 伝導電子の数は, ほとんど一定であり, それ以下の温度ではほとんど $n \propto \exp(-\epsilon_0/kT)$ で示

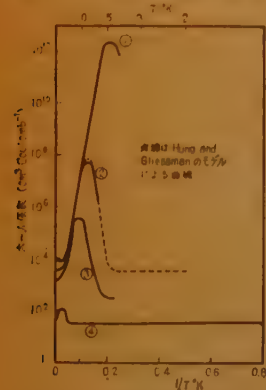


図 1 ホール係数と温度の関係

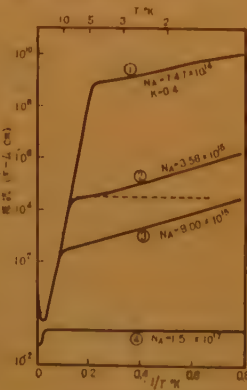


図 2 Ge の抵抗と温度の関係

される温度変化をすることは, 実験的にも理論的にも周知の事実であるが, さらに温度を下げた場合, 電気抵抗, ホール係数が, 図 1, 図 2 のような異常な変化を示す。Mott は理論的立場から, 不純物濃度が大きい場合はエネルギー帯を作ると考えてよいが, 濃度が小さい場合はドナーと共に少数存在するアクセプタがドナーに空いた準位をつくり, それを介して伝導が起こるとした。この機構によるとすると, ドナーの濃度だけでなく, それに対してアクセプタがどれだけ入っているか (Compensation ratio, $K=N_A/N_D$) が重要になる。理論的にはこの線にそってその後, 幾つかの試みがあったが, 実験的には普通の方法でこの K の値を正確に決めることは容易でない。したがって, 理論との対比も厳密に行なうことは困難であった。

この論文では, 中性子線によって Ge 中に起こる核変換の結果 Ga, As, Se が一定の割合でつくられ, したがって K の値を一定にした ($K=0.4$) p 形の試料が, 広い範囲の抵抗値にわたって得られることを利用し, 実験結果を理論と対比している。

不純物伝導の領域では, 電気抵抗は $\rho = C \exp(\epsilon_0/kT)$ で示されるような温度変化を示す。そこで濃度の関数として, C および ϵ_0 を実験的に求め, その結果を Miller の理論および Tse の理論と比較している (いずれも hole がつまった site から空いた site へ hopping する確率を計算し,

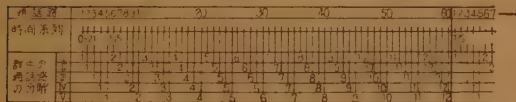
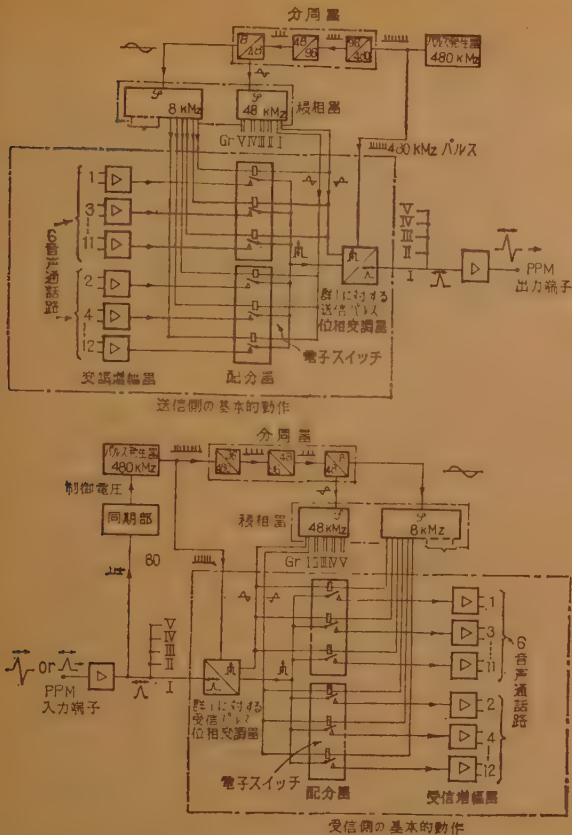


図 2 PPM 60 CH 方式によるパルス系列

なう。最後にこの PPM 波を 5 群結合して 60 CH とする。パルスの時間系列を図 2 に示す。復調を正確に行なうためには、送受信間でパルスの周波数、位相共に同期していなければならない。受信側では長期同期方式により 480 kc 発振器の周波数を受信パルス（繰返し周波数 480 kc）で同期をとり、位相は 60 CH 中の 1 CH に挿入した 3750 c/s で同期をとっている。これはすでに PPM 24 CH 方式で行なっている方法である。

PPM 60 CH 方式の使用周波数帯域幅は PPM 24 CH 方式と等しくしてある。このため後者の場合と同じ伝送路を使用すると、S/N は約 15 dB 悪化する。この補償のため瞬時コンパンドを各 CH ごとに挿入して CCI 勧告の規格を満足している。

時分割方式では比較的簡単な方法で分岐ができ、この PPM 60 CH 方式では多くの場合群単位で分岐を行なう。

各群にはパイロットを挿入しており、それによって群を度々分岐したり、再び挿入したりすることが容易になる。ただし 3750 c/s を持つ群は分岐を行なわない。さらに必要な場合には簡単な補助装置によって CH ごとの分岐も可能である。なお各 CH の選択信号周波数は 4 kc を使用している。

なお、下記の二つの論文にも同じ PPM 60 CH 方式について説明してある。これらには、トランジスタ化してプリント配線板を使用し、プラグイン実装にしていること、それによって体積が 1/5 に減少したこと（真空管使用の場合の 12 CH とこの 60 CH が等しい体積）、消費電力が 1/20 に減少したこと、装置が経済化され保守が簡単になったこと等がのべられている。

- (1) A. Koelbl: "Pulse-Phasen-Modulation-System für 6 Fernsprechkreise", Frequenz, 14, 10, (Okt. 1960).
- (2) Karl Köhler: "Die Pulsphasenmodulations-Einrichtung für 60 Sprechkreise (PPM 60)", Siemens Z. 34, 1, (Jan. 1960)

(沢田委員)

本会記事 [1576 ページより]

(イ). 昭和 36 年 7 月 31 日現在

種 別	年度初 36. 3. 31 財産目録	前月末	7月31日	年度初 との差	前月末 との差
預 金	4,940,448	5,603,240	7,817,123	2,876,675	2,213,883
内 普通預金	800,141	1,292,752	496,731	△ 303,410	△ 796,021
当座預金	38,251	1,840	3,014	△ 35,237	1,174
信託預金	4,102,056	4,308,648	7,317,378	3,215,322	3,008,730
振替貯金					
一般口座	106	789	512	406	277
小切手払口座	578,000	5,661,264	2,391,000	1,813,000	△ 3,270,264
小 計	5,518,554	11,265,293	10,208,635	4,690,081	△ 1,056,658
現 金	103,991	102,456	76,685	△ 27,306	△ 25,771
合 計	5,622,545	11,367,749	10,285,320	4,662,775	△ 1,082,429

(ロ.). 昭和 36 年 8 月 31 日現在

種 別	年度初 36. 3. 31 財産目録	前月末	8月31日	年度初 との差	前月末 との差
預 金	4,940,448	7,817,123	7,890,137	2,949,689	73,014
内 普通預金	800,141	496,731	571,981	△ 228,160	75,250
当座預金	38,251	3,014	778	△ 37,473	△ 2,236
信託預金	4,102,056	7,317,378	7,317,378	3,215,322	—
振替貯金					
一般口座	106	512	874	768	362
小切手払口座	578,000	2,391,000	1,062,000	484,000	△ 1,329,000
小 計	5,518,554	10,208,635	8,953,011	3,434,457	△ 1,255,624
現 金	103,991	76,685	68,856	△ 35,135	△ 7,829
合 計	5,622,545	10,285,320	9,021,867	3,399,322	△ 1,263,453

ニュース

◆九州一沖縄見通し外回線の建設具体化

九州一沖縄間見通し外通信回線の建設について、さる8月1日、総理府と電電公社間で工事契約の調印が行われた。この建設計画は、わが国の沖縄援助計画の一環として行なわれるもので、さきの通常国会で関係法案の成立をみ、36、37年度総理府予算約1.82億円が計上されている。

沖縄へのルートは、この秋開通を予定されている大浦-名瀬間の見通し外通信方式を延長するもので、奄美大島朝市峠から同島油井岳まで26kmの間は4Gc帯で中継、ここから1および2Gcで送信、途中徳の島井之川岳による山岳回折伝ばんで沖縄本島多野岳に達する。ここから首里まで51.5kmは4Gc帯で中継、首里からは市外ケーブルで那覇にいたるもの。油井岳・多野岳・首里にはそれぞれ中継局を設け、電話現用1システム、同予備1システム、テレビ現用0.5システム(下り)を通す予定である。完成は37年度末ごろとなる見込。

◆電電公社研究実用化第2次5か年計画決まる

電電公社電気通信研究所では昭和33年度より公社の第2次5か年計画に歩調をあわせて長期的な研究実用化を図るため5か年計画を立てて基礎的な研究の強化を行ってきたが、引続き公社の第3次5か年計画および将来の需要予測をもとにして、経済化、安定化および新しく開始すべきサービス等の問題を解決することに重点を置いた第2次5か年計画(昭和42年まで)を作成した。

この計画は研究計画、要員計画、研究施設および研究費等の総合計画であり、実用化においては急激な加入者増と同時に全国自動即時化に対処する交換および伝送技術、ならびにデータ伝送等新サービス技術の開発を目標とし、また将来の通信技術としては材料、部品より方式の設計にいたる広範囲に及んでいるが、部品材料についてはその重点を明らかにしている。

要員数は最終年度で1,700名(現存約1,400名)を目標とし、建築および研究設備には5か年間に約60億、研究費は毎年公社損益収入の1% (昭和36年度は17億で0.7%にあたる) を目標としている。またこれに伴いこの期間中に機構改革、研究者の待遇改善および研究成果の評価法等を確立せんとしている。

この計画は去る8月公社の幹部会議で承認され、公社第3次5か年計画の一環として推進されることになったもので、その成果が期待されている。

◆NHK技研の新館落成

NHKが放送開始35年、技術研究所創設30年の記念事業として昨年9月に着工した技術研究所の新館は、8月15日、多数の関係者をむかえて落成を披露した。

新しく完成した研究所は、技術研究所敷地の中に建てられた全館空調調節冷暖房の鉄筋コンクリート造りで、地上4階、地下2階、総床面積14,154平方メートル(約4,250坪)である。この新館は、全館が近代的な研究に適するように各研究室などが有機的に配置され、電子管や物性研究のための完全な無塵室、精密な音響測定を行なうための無響室や音響材料試験室、テレビ実験スタジオや視聴覚心理実験用の測定



室などを完備しているほか、室内でも自由空間で行なうのと同じように電波機器の研究を行なうことのできる電波無響室も近く完成する。

なお、旧建物からの移転は8月末に完了し、毎年5月に行なわれてきた研究所の一般公開は今年は新館の披露をかね、きたる10月下旬に行なわれる予定である。

◆精密オフセット方式によるTV局

精密オフセット・キャリア方式によって、昨年春以来実験放送を行ってきたNHK名古屋実験局が去る9月4日からこの種のテレビ局としてはわが国で初めての実用化試験局として教育テレビ放送を開始した。

精密オフセット・キャリア方式を採用したのは、名古屋教育テレビ用として割り当てられた第9チャンネルが、すでに開局されているNHK長野(美ヶ原)と同一チャンネルであるため、相互の混信が大きな問題となり、この解決策としてとられたものである。

この精密オフセット・キャリア方式は、オフセット周波数を10010±2.5サイクル以内に保つため、機器設計上いろいろと技術的に困難な点があり、実験当初は米国製の精密発振器を使用した。途中から水晶発振子のみを輸入に仰ぎ、その他はすべて国産品でまかない、昨年夏には関係の向きとも共同して調査を行なうなど、実用化については外国にも例をみないものなので、実験局として1か年にわたって資料の収集につとめてきた。

これらの実験によって、オフセット周波数の安定度と受信品位の保持にも自信が得られ、実用化の段階に移行できる見通しがついたため、9月4日から実用化試験局として運用されるようになったが、こんご同様な条件にある都市へのテストケースとして注目されている。

◆UHF 通り中継方式を採用した サテライト局

NHK高山サテライト局が去る9月10日運用を開始した。

9月1日現在でNHKサテライト局は21局開局されているが、いずれの局も親局の電波を受信する場所と送信所とが極めて近接した地点にあるので、その間をケーブルで連絡しているが、高山局の場合は、地形的な関係で、それぞれが約5キロメートルも離れたところに設けられている。

このため、受信所と送信所との間をケーブルで結ぶことが困難なので、親局の名古屋の電波を受信する高山市松之木町にある受信所と送信所の所在地高山市下切町との間をUHF通り中継とし、700Mc帯で連絡する特殊な方式を採用した。

高山サテライト局の概要は、送信機出力30ワット、実効

放射電力 80 ワットで、サービス・エリア内の世帯数は約 17,000 となっている。

なお、今後サテライト局が各地に開設されるにつれて、地形の関係上、このような通り中継方式をとるものも出てくると予想されるが、NHK 高山局は、この種の方式を採用したわが国初めてのサテライト局である。

◆ 真空蒸着 EL の試作に成功

エレクトロルミネセンスの研究は明るさ（一定電圧で）、寿命、能率の向上を中心にして進められている。

電電公社通研ではかねてから明るさを向上するため努力をしてきたが、このほど真空蒸着法を駆使して、従来の分散エレクトロルミネセンスより数十倍明るいものを試作した。でき上がった膜はほぼ透明な数ミクロンのけい光膜で、よい膜は 100 ボルト、1 kc で約 700 ラドルックスの強い発光をする。発光は膜面全体が様に輝き交流でも直流でも発光し、電圧をごくわずかに増加しても明るさは急激に高まる。またホルミネセンスはほとんどない。

このけい光膜と同種類と思えるものが、米国およびソ連で研究発表されているが、膜の電気的特性はそれぞれ相当くいちがっており、また膜の作り方も異なっている。

同所で特に苦心した点は、蒸着材料の組成、加熱温度、基板の選定、真空度等である。

この蒸着 EL 膜はガラス板の上に透明導電膜を作り、その上に粉末状に焼成したけい光体を加熱昇華させて数ミクロンの厚みの膜にし、さらにその上に金属を蒸着して形成する。電圧はこの透明導電膜と金属を電極として印加する。よい膜は 25 ボルト位から発光が見え、60 ボルトで 400 ラドルックス程度（TV 受像管の最も明るい部分）になる。

蒸着 EL の発光の原理はまだ明確に分かっていないが、その発光の一樣性、電圧—電流特性、電圧—輝度特性から考えて従来の分散 EL で考えた原理をそのまま適用することはできないようである。

なお、この膜については同所がメーカ数社に対し、技術指導を行なっている。

◆ 東京タワーの FM 放送アンテナ

日本電波塔（株）はかねてわが国における FM 放送の実施に備え、東京地区における計画について技術的検討を進めてきたが、日本放送協会、民放連、電子機械工業会および日本電波塔の 4 団体からなる FM 実験放送協議会に対して去る 3 月末、郵政省から実験局開設の予備免許が与えられたのを機に、このほど前記計画を具体化する運びとなった。

この実験放送は 10 月 10 日より行なわれる予定であり、FM 放送に必要な各種技術調査（ガードバンドの許容値・チャンネルのセパレーション等）が行なわれる。アンテナは鉄塔体内部にもうけられる 16 段 スーパーゲインアンテナで、古河電工で製作されている。

◆ 宇宙通信用大パラボラアンテナ建設開始

今度郵政省電波研究所は米国 NASA で計画中の宇宙通信実験に備えて、宇宙通信用大パラボラアンテナの建設を開始した。建設場所は茨城県鹿島郡鹿島町平井（ほぼ 140°39'30" E, 35°57'30" N, 海拔 30 m）で太平洋に面した 鹿島灘の広く開けたところで、基礎工事は既に昭和 36 年 3 月完成している。

アンテナの規格機構は大体つぎの通りである。

反射面は回転放物面、重量 200 t、直径 30 m、焦点距離 12.3 m、アンテナ利得は simultaneous lobing の円偏波にしたとき、4,000 Mc/s で 58 dB、2,400 Mc/s で 49.5 dB、136 Mc/s で 24.3 dB である。回転方式は Azimuth-Elevation type で回転可能範囲は方位角 $\pm 360^\circ$ 仰角 -1° 以下ないし 92° 以上、最追尾角速度は方位角で $5^\circ/\text{sec}$ 以上、仰角で $3^\circ/\text{sec}$ 以上で油圧駆動方式をとり追尾の方法は定位、aided tracking, slaved to program, scanning および auto-tracking が可能であって、追尾精度は 4,000 Mc/s のとき $\pm 4''/100$ 以下、2,400 Mc/s のとき $\pm 7''/100$ 以下、136 Mc/s のとき $\pm 11''/100$ 以下に保たれる。

つぎに受信機は 2,388 Mc/s は宇宙研究用、4,000 Mc/s は通信用として選ばれ Parametric Amplifier を予定し、振幅比較時方向検出装置とする。現在まではアンテナ本体を完成されるため鋭意努力し昭和 37 年 8 月頃に竣工を目途としており、本機が完成すれば、わが国はもちろん、東洋において最初の最大口径アンテナができることになる。

採 録 決 定 論 文

10 月編集会分 [] 内の数字は寄稿月日

後川昭雄：ドリフト・トランジスタのエミッタ障壁容量と内部定数 [36.7.27]

佐々木正文：系の信頼度を最高にするための簡単な一方法 [36.7.6]

新保 修、桑垣伝裕：周波数分割多重化 PCM 方式の量子化（過負荷も含む）による準漏話雑音のチャンネル内分布について [36.6.13]

杉山 宏、南 敏：理想低域ろ波器の 2 進符号伝送特性について [投書] [36.5.4]

橘 篤志：ランジュバン形振動子の見掛けの容量および圧電常数 [投書] [36.7.12]

標準電波の偏差表

郵政省電波研究所

JJY STANDARD-FREQUENCY TRANSMISSIONS

(The Radio Research Laboratories)
Frequencies

2.5 Mc/s, 5 Mc/s, 10 Mc/s, 15 Mc/s

Date 1961 Mar.	Frequency Deviation Parts in 10^{-4} 0900 J.S.T.	Lead of JJY impulses on J.S.T. in microseconds 0900 J.S.T.	Date 1961 Mar.	Frequency Deviation Parts in 10^{-4} 0900 J.S.T.	Lead of JJY impulses on J.S.T. in microseconds 0900 J.S.T.
1	-4	-25	17	-5	-29
2	-3	-25	18	-5	-30
3	-3	-25	19	-4	-30
4	-3	-25	20	-4	-31
5	-4	-26	21	-4	-31
6	-4	-26	22	-4	-31
7	-4	-26	23	-4	-32
8	-3	-26	24	-4	-32
9	-4	-27	25	-4	-32
10	-3	-27	26	-4	-33
11	-4	-27	27	-4	-33
12	-5	-28	28	-3	-33
13	-4	-28	29	-3	-33
14	-3	-28	30	-4	-34
15	-4	-29	31	-3	-34
16	-5	-29			

The values are based on the Time Service Bulletin from the Tokyo Astronomical Observatory.

* Adjustment were made on the days indicated by*

本 会 記 事

第4回理事会（昭和36年9月28日、午後5時30分本会事務所会議室）

広田会長、三熊、小島（委任）、内田（委任）各副会長、柳井、田中尚雄幹事、柿田、香西両会計幹事、末武、猪瀬各編集幹事、岡登調査幹事および肥土主事出席。

議 事

1. 誘導調査特別委員会（仮称）設置について

誘導調整委員会委員長大山松次郎氏が来席され、この委員会としては所期の成果をおさめ得たことについて謝辞があり、今後関連する技術的諸問題について調査研究を引続き行なうため改めて誘導調査特別委員（仮称）を電気学会・電気通信学会連合にて設置してはどうかとの提案があって、本理事会としてこれを了承した。なお委員会設置に関する諸準備は電気学会上杉氏に依頼し進めてもらうこととした。

2. 昭和36年度前期稲田記念学術奨励金受領者決定について

小島委員長海外出張のため田中幹事が、14件（次号掲載）の受領候補者選定の経過について報告し原案通り議決された。近年論文が増加する傾向にあるとき、毎年約20名を表彰するという規程そのものに問題がある等の意見があった。

3. 昭和36年度全国大会について

別掲の大会案内（9月号掲載）の通り準備完了した旨報告があり、下記の収支予算案が承認された。

収 入		支 出	
科 目	金 額	科 目	金 額
講演者参加費	237,800	委員会費	45,000
一般 "	50,000	論文集別刷作成費	830,000
論文集頒布代	940,000	合本カバー作成費	27,500
別 刷 代	13,800	次第書作成費	43,000
論文集広告収入	179,200	特別講演謝礼	11,100
次第書 "	54,000	特別予稿作成費	10,000
懇親会収入	15,000	会場借入費	30,000
		懇親会経費	60,000
		各種印刷費	58,500
		消耗品費	30,000
		周知宣伝費	48,000
		事務費	90,000
		通信費	200,000
		雑費	6,700
計	1,489,800	計	1,489,800

4. 編集幹事の補欠について

昭和35年選出の編集幹事末武国弘君・小西一郎君が海外留学および一身上の都合により退任することになり、後任として次点者の山本周三君（電電公社）・水利康君（東芝）にお願することにした。

5. 東洋レーヨン科学技術賞候補者推薦について

東洋レーヨン科学技術賞2件および同科学技術研究助成1件の候補者推薦があった旨報告され、べ切を10月16日として会告しているの、まだ推薦されてくる見込みがあり、

この審議については10月理事会で、具体的に決定することにした。

6. 事業計画拡充臨時委員会中間報告について

事業計画拡充臨時委員会、幹事案について、柳井・猪瀬幹事から説明があったが、なお、検討を要する問題点もあるので本案決定後発表することとした。

7. 支部巡回講習会について

宇都宮調査幹事欠席のため事務所より下記巡回講習会実施要領について説明し了承された。

日	時	題 目	講 師
信越支部	11月21日(火) 9~12時	符号伝送	星子幸男君(通 研)
	21日(火) 13~16時	IDP方式	金田 弘君(日電)
	22日(水) 9~12時	PCM通信方式	川島将男君(富士通)
北陸支部	11月24日(金) 9~12時	符号伝送	星子幸男君(通 研)
	24日(金) 13~16時	IDP方式	金田 弘君(日電)
	25日(土) 9~12時	PCM通信方式	川島将男君(富士通)

8. 支部長会議開催について

例年全国大会2日目に行なう支部長会議を今年度は、第1日目の11月11日(土)に開催し、支部長、庶務または会計幹事には、本会の事業拡充、会費額の検討等の重要議題があるので、是非出席するよう案内することにした。合わせて各支部からの提案事項を求めることにした。

9. 会費滞納会員除名について

会費長期滞納者（35年3月以降継続停止）につき、前回（7月）理事会において、各役員、知り合いの向きに連絡し、また各支部に依頼して、できるだけ除名者を少なくすることとした結果、正員133名、准員21名、特殊員3社に減少したが、これらの会員につき種々検討した結果、除名することにした。

10. 新期会員の入会承認について

下記8月、9月の新入会員を承認した。

正 員	8月 石神純幸君外 34名	9月 伊藤 登君外 22名
准 員	石井康友君外 14名	安達哲夫君外 20名
学生員	浅川 繁君外103名	阿部和彦君外 58名
特殊員	クラウン株式会社	
	共信商事株式会社	

計8月分 156名 9月分 103名

11. そ の 他

（イ）日本工学会に事務研究委員会が設置されたことについて

日本工学会に加盟している各学協会（約50団体）の事務の改善、能率の増進、その他情報交換、連絡、資料調査配布等、事業活動に関する研究を目的として事務研究委員会が設置された旨肥土主事から説明があって、これを了承した。

この委員会委員のうちから24名の運営委員が選定され、3か月ごとに「運営委員会」を開催すること、また別途に「事務研ニュース」を発行するため、「ニュース編集委員」を設置することとなった。本会からは肥土主事が本委員会、運営委員会、ニュース編集委員会の各委員に選出された。

(ロ) 協賛依頼のあった下記 2 件について例年にならい協賛を了承した

1. 第 10 回全日本オーディオ・フェア
主催 日本オーディオ協会

2. 最新のテレビジョン展
主催 社団法人テレビジョン学会

(ハ) 通信学会大学講座の値上げについて

柳井教科書委員会幹事から諸物価・労賃の高騰に伴って、コロナ社から電気通信学会大学講座のページあたり単価 1.25 円 (33 年 11 月契約) を 1.62 円に値上げして欲しいとの要請があったので教科書委員会幹事会において種々検討した結果、1.55 円が妥当である旨の説明があってこれを承認した。

報 告

1. 会員現況

イ. 昭和 36 年 7 月 31 日現在

会 員 別	名誉員	維持員	正員	准員	学生員	特殊員	計
昭和36年6月末会員数	9	177	9,371	2,124	1,356	204	13,241
入会			47	35	90	6	178
退会			37	12	7		56
死亡					1		1
8月末会員数	9	177	9,381	2,147	1,438	210	13,362
増減			10	23	82	6	121

ロ. 昭和 36 年 8 月 31 日現在

会 員 別	名誉員	維持員	正員	准員	学生員	特殊員	計
昭和36年7月末会員数	9	177	9,381	2,147	1,438	210	13,362
入会			35	15	104	2	156
退会			23	7	1		36
死亡			1				1
8月末会員数	9	177	9,392	2,155	1,541	207	13,481
増減			11	8	103	-3	119

2. 会計別収支状況

イ. 昭和 36 年 7 月分

会 計 別	収 入	支 出	差 (△は減)
公益事業			
一般会計	1,577,399	1,305,629	271,770
特別事業会計	485,675	1,965,094	△ 1,479,419
選奨資金会計	—	—	—
稲田記念資金会計	—	4,785	△ 4,785
岡部記念資金会計	—	—	—
職員退職積立金会計	—	—	—
収益事業会計	2,582,964	2,581,669	1,295
仮受払金・預り金	344,785	26,025	128,710
計	4,990,773	6,073,202	△ 1,082,429

ロ. 昭和 36 年 8 月分

会 計 別	収 入	支 出	差 (△は減)
公益事業			
一般会計	763,162	1,456,301	△ 693,139
特別事業会計	226,623	578,114	△ 351,491
選奨資金会計	—	—	—
稲田記念資金会計	—	7,075	7,075
岡部記念資金会計	—	—	—
職員退職積立金会計	—	—	—
収益事業会計	2,525,750	2,840,013	△ 314,263
仮受払金・預り金	456,228	353,713	102,515
計	3,971,763	5,235,216	△ 1,263,453

3. 資金月末現在高 [1573 ページ参照]

各種委員会開催状況

昭和 36 年 7 月中

1. 編集関係

イ. 海外論文委員会 7 月 4 日 事務所会議室

ロ. ニュース委員会 " "

ハ. 論文委員会 7 月 6 日 "

ニ. 編集顧問会議 7 月 28 日 東条会館

2. 全国大会委員会 (第 2 回)

7 月 12 日 5.30 p.m. 事務所会議室

3. 電気通信技術委員会本委員会

7 月 18 日 5.30 p.m. 事務所会議室

昭和 36 年 8 月中

1. 編集関係

イ. 海外論文委員会 } 4.00 p.m. 東条会館

ロ. ニュース委員会 } 4.00 p.m. 東条会館

ハ. 論文委員会 2.00 p.m. 東条会館

2. 電気四学会連合大会委員会 (第 2 回)

8 月 8 日 (火) 5.30 p.m. レストランとうきょう

3. 事業拡充臨時委員会

8 月 9 日 (水) 5.30 p.m. 青山荘 (NHK 寮)

4. 稲田賞委員会 (第 2 回)

8 月 10 日 (木) 5.30 p.m. 事務所会議室

5. 広告委員会

8 月 15 日 (火) 5.30 p.m. 上野忍池, 笑福亭

6. 全国大会部会主査, 幹事会

3.00 p.m. }

委員会 5.30 p.m. }

8 月 23 日 (水) 5.30 p.m. 事務所会議室

7. 事業拡充臨時委員会幹事会

8 月 25 日 (金) 5.00 p.m. 東条会館

8. 教科書委員会幹事会

8 月 31 日 (木) 5.00 p.m. レストランとうきょう

36 年 9 月 新 入 会 (敬称略)

正員 伊藤 登, 五十嵐秀治, 遠藤義昭, 小沢甚一郎, 岡田久直, 木村 登, 倉上稻三, 佐方信之, 鈴木欽介, 鈴木 寛, 鈴木 誠, 鈴木彬甲, 田部雄三, 田中利明, 田端泰良, 中村信弘, 町田 洋, 福久貫一郎, 藤山正昭, 山口光太郎, 山田富男, 山田 孟, 吉田弘昭

准員 安達哲夫, 青木芳隆, 飯塚雄策, 石井正光, 小籠 巖奥, 啓治, 君塚正勝, 河口博雄, 斉藤寅吉, 篠原正雄, 五月女紀夫, 高月 哲, 竹内 清, 竹内悠雄, 並木孝夫, 藤原光哲, 堀之内道夫, 松岡 忠, 室田城治, 山田千年, 吉川陽一

学生員 阿部和彦, 相沢博夫, 伊藤武典, 伊藤康男, 石渡昭夫, 岩佐允勝, 鶴岡 武, 上杉 功, 海老沢輝雄, 小高明夫, 太田 健, 大槻芳彦, 大友伝亮, 甲斐 実, 金田芳久, 川島章弘, 木曾 勉, 岸 克己, 岸 孝之, 北村 晃, 久保正明, 熊谷勝雄, 小串恒明, 児玉光弘, 小林惟晃, 佐藤 誠, 酒見良保, 塩川雅義, 島田寿一, 新屋和宣, 新谷垣内秀規, 菅征雄, 鈴木正興, 田口理敏, 田中 守, 高沢忠紀, 滝口栄二, 竹田美土郎, 多田一久, 富田英夫, 中島 浩, 中西威雄, 中村英彦, 成田達雄, 原田数行, 平川武彦, 平島幸也, 藤巻 稔, 藤原方之, 町田東一, 水原康博, 湊 和久, 村上 守, 森田弘一, 保久正之, 山本舜一, 吉住 司, 吉成 弘, 渡辺秀達

最近の国内文献

(通信学会関係の文献のみ掲載)

電気学会雑誌 81, 9 (昭 36 09)

微小直流信号を扱う倍周波磁気変調器

(寺島 諒・松尾正之) 1413

シリコントランジスタ交流増幅器の温度安定度

(猪瀬文之) 1449

拡張 Bode 線図による制御系のシンセシス(永野泰男) 1472

伝達関数の三次系とむだ時間近似法(相良節夫) 1482

通研研究実用化報告 10, 8 (1961)

音響機器設計に用いられる等価回路に関する研究

(石井鈴枝) 1441

高速度演算方式の研究(畔柳功芳) 1577

金属チタンの電気化学的性質に関する研究(千葉 博) 1653

SHF 電話回線による高速符号伝送試験報告

(岸上利秋・外) 1685

ダイオードマトリックス型選択回路

(大和淳二・楠 菊信) 1719

シリコン表面処理の研究(表面の化学的安定化法)

(小野員正・古莊勝久) 1741

東芝レビュー 16, 8 (昭 36-08)

ラブコンシュミレータ(新井 正・外) 975

パトロール受合機(小関真一・外) 982

ダブルベースダイオード(川西 剛・山賀 威) 1002

温度補償形定電圧ダイオード(江川英晴・外) 1008

イメージオルシコンによる電子ズーム

(中山良明・宮代彰一) 1012

陰極基体金属 Ni 中の比色分析—エリオクロムブラック T

による(杉江智正・外) 1019

ガラスと金属との封着体における固着温度(第二報)

(増井 賢) 1022

三菱電機 35, 9 (昭 36-09)

工作機の数値制御用プログラム方式(古江高明・首藤 勝) 45

三菱Cコア(荻野 脩・清水英範) 68

焼結形 CdS 光導電セル(山下博典・外) 76

沖電気時報 28, 1 (昭 36 07)

固体タンタルコンデンサ(渡辺二郎) 1

高周波合金型トランジスタのパラメータ(抑下棟生) 8

トランジスタプッシュプル増幅器における歪率の解析

(徳丸昭吉) 14

薄板磁性合金の磁気特性について(服部周三) 18

ワイヤ・スプリング継電器について(その1)

(伏田安正・外) 25

電話交換機における溶接技術(白鳥猶吾) 39

多重信号の直線歪(新保 修) 70

ロラン受信装置におけるロランタイマの新しい方式に

ついて(細谷 嶽・飯塚康雄) 73

電気通信学会編・コロナ社発行

電気通信学会大学講座 (全 36 巻)

既刊案内 内容見本進呈

1 配	回本	基 礎 電 気 回 路	東工大教授工博	428	ページ
2 配	回本	マ イ ク ロ 波 回 路	川 上 正 光 著	540	円
3 配	回本	電 子 回 路 (I)	沖工大教授工博	164	ページ
4 配	回本	電 気 音 響 振 動 学	藤 沢 和 男 著	220	円
5 配	回本	電 子 管 工 学 (III)	九大教授工博	238	ページ
6 配	回本	無 線 通 信 工 学	米 山 正 雄 著	310	円
7 配	回本	有 線 通 信 工 学	東工大教授工博	234	ページ
8 配	回本	電 子 工 学 基 礎 実 験	西 巻 正 郎 著	310	円
9 配	回本	ア ン テ ナ・電 波 伝 搬	名大教授工博	228	ページ
10 配	回本	電 気 磁 気 測 定	山 本 賢 三 著	300	円
11 配	回本	通 信 伝 送	武蔵工大教授工博	220	ページ
12 配	回本	電 気 通 信 工 学 概 論	奇 村 功 著	340	円
			北大教授工博	252	ページ
			黒 部 貞 一 著	350	円
			東工大教授工博	548	ページ
			関 口 利 男 著	340	円
			東北大教授工博	210	ページ
			虫 明 康 人 著	290	円
			日大助教授	312	ページ
			須 山 正 敏 著	430	円
			東工大助教授工博	314	ページ
			岸 源 也 著	490	円
			横浜国立大教授工博	202	ページ
			飯 島 健 一 著	320	円

50~60 c/s
400 c/s

ミニアチュア型 チョッパー

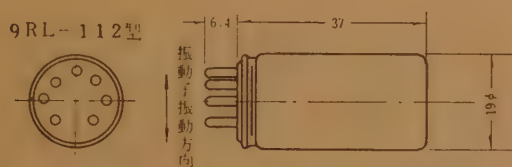
特 徴

- 小型 (19φ×37.5), 軽量 (30 g)
- 長寿命 (5000 時間以上)
- 広い温度範囲 (-30°C~+85°C)
- 耐振性良好
- 完全密封・不活性ガス充填
- 広い応動周波数範囲

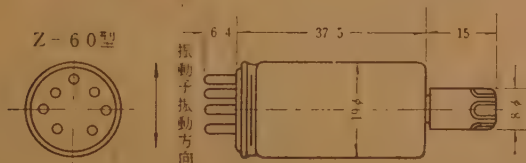


外形・接続

9RL-112型



Z-60型



(BOTTOM VIEW)

ベースはMT-7ピンソケットに適合。シールドケースでサポート可能。

外観はライトグレイ色

種類・性能

種 類	9RL-112型				Z-60型			
	A	B	C	D	A	B	C	D
接 点 型 式	中央開放型 (BBM)		中央短絡型 (MBB)		中央開放型 (BBM)		中央短絡型 (MBB)	
定 格 周 波 数	400 c/s	50~60 c/s	400 c/s	50~60 c/s	400 c/s	50~60 c/s	400 c/s	50~60 c/s
形 状	SINGLE END				DOUBLE END, トップコネクター付			
雑 音 (1MΩ)	100 μV 以下	20 μV 以下	100 μV 以下	20 μV 以下	10 μV 以下	2 μV 以下	10 μV 以下	2 μV 以下
用 途	一 般 用				低 レ ベ ル 用			

- 絶縁抵抗 5000 MΩ 以上 (通常 10 万 MΩ)

主として中インピーダンス用 (1 MΩ 規準)

低インピーダンス用はもちろん, 高インピーダンス用にも使用可能



安井電気株式会社

東京都港区麻布富士見町 39 電話 (473) 2131 (代), 2141 (代)
営業所 神戸市生田区栄町通 5-10 電話 元町 (4) 3 6 1 4 (代)

UHF帯測定器

回転形同軸定在波測定器

3S95形

半同軸形周波数計

2B10D形



本器は100～1,000Mc帯において、同軸回路のインピーダンスを測定するもので、弊社製定在波増幅器(3E01形)と併用して、負荷のVSWRおよび位相角を回転ダイヤル上で直読することができ、従来の、定在波測定器に比しはるかに小形軽量で取扱いも便利であります。

(規格)

周波数範囲 100～1,000Mc

残留定在波比 1.03以下

特性インピーダンス 50Ω

感度 100 Mcにて入力1V以下
1,000Mcにて入力0.1V以下

(整合負荷で定在波増幅器3E01形をフルスケールに振らせる入力)

検波器 SD-15

接栓 RF入力 BNC-J

出力 S形またはN形-J

寸法 長さ約200mm 幅約130mm 高さ約190mm

重量 約3.5kg



本器は250Mc～1,000Mc帯の直読形周波数計で、クリスタルマウントおよびメーターと併用することにより迅速、簡易に周波数の測定ができます。

(規格)

周波数範囲 250～1,000Mc 最小読取目盛

負荷時のQ 600以上 250～400Mc 5Mc

確度 0.5% 400～1,000Mc 1Mc

感度 接栓

挿入損失-10db以下 入出力ともSまたはN-J

同軸形ボロメータマウント 1T91形

本器は100～2,000Mc帯の電力測定に使用するボロメータマウントで弊社製ユニバーサルブリッジIPO2と併用するものであります。固定整合形のため外部よりの整合の必要はありません。



(規格)

周波数範囲 100～2,000Mc

電力測定範囲 100mW以下(10mW以下)

VSWR 1.5以下(50Ω系)

入力接栓 N形 PまたはJ

出力接栓 BNC-J

使用ボロメータ 1Z19(1Z20)

寸法 長さ約135mm 最大直径約90mm

重量 2.5kg以下

同軸形方向性結合器

5D93型



本器は450～900Mc帯の同軸形方向性結合器で、電力・周波数等の監視に便利であります。

(規格)

周波数範囲 450～900Mc

結合度 10db, 20db, 30db. の3種

方向性 20db以上

接栓 入出力ともN-J

寸法 全長約135mm 幅約35mm 高さ約60mm

重量 1.5kg以下



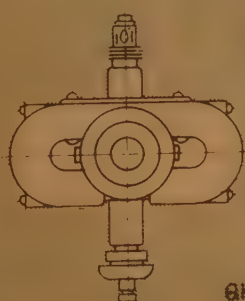
島田理化工業株式会社

本社・本社工場 東京都調布市柴崎町415番地 電話 調布(0229)4101-6
大阪販売部 大阪市北区伊勢町1番地 電話 大阪(36)6807

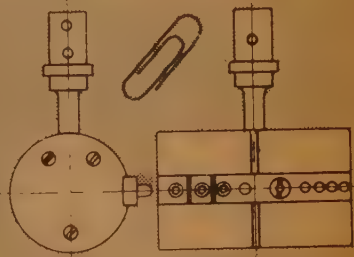
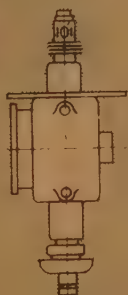
世界に誇る新技術

JRCマグネトロン

歴史と信用のこのマーク **JRC**



QK235



6177

レーダ用マグネトロン Cバンドシリーズ(4)

型 名	構 造	H	f (Mc)	動 作 例				備 考
				e_{py} (kV)	i_h (A)	t_p (μ S)	p_o (kW)	
QK 235	全金属型 可変同調周波数	PKG	5450 ~5825	21.5	22.0	0.37	180	
5M 35	〃	〃	5250 ~5350	21.5	25.0	2.0	250	気象レーダ用
6177	全金属型 FM変調	〃	4255 ~4370	290V	30mA	CW	0.001	高度計用
7M 401 ~7M 407	全金属型 可変同調周波数	2400 ^G	6550 ~6850	1.6	0.3	0.5	0.1	多重通信用
5M 10	全金属型 固定同調周波数	PKG	5270 ~5330	23.5	35.0	1.0	350	気象レーダ用

特 約 店

大日電子株式会社

東京都千代田区神田旅籠町2の6 富山ビル
電 話 (291) 9404 (251) 5963

JRC

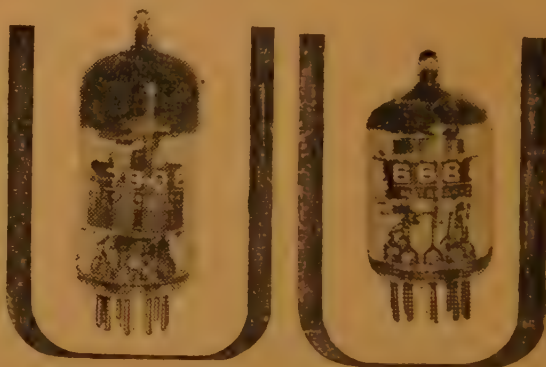
日本無線株式会社

本社事務所 東京都港区芝西久保桜川町25 第5森ビル 電話東京 (591) 3461 (大代表)
大阪支社 大阪市北区堂島中 1 の 22 電話大阪 (36) 4631~6
福岡営業所 福岡市新開町3の53 立石ビル 電話福岡 (76) 0277
札幌出張所 札幌市北一条西4の2 札幌商ビル 電話札幌 (2) 6161 (4) 6336

ロングライフ・ハイgmのSQ管!

6688/E180F (広帯域増巾5極管)

7308/E188CC (高周波増巾双3極管)



トップをゆくナショナル
のエレクトロニクス技術
が、とくにプロフェシヨ

ナルユースを目的に、開発した画期的なSQ電子管です。

電子機器のヘッドアンプ、中間周波増巾回路などに広くご採用下さい。

ナショナル ハイgmのSQ管は……

- 高信頼度……SQ管 (Special quality tube)として、10,000時間以上の長寿命と、耐震・耐衝撃性などの安定した特性
- 高精度、高感度……独自のフレームグリッドを採用した、無電圧高相互コンダクタンスと、すばらしいS/N比



松下電器

お問い合わせは……

・東京市中央区区内 新大塚ビル内
TEL (561) 8131

・大阪市中央区区内 新大塚ビル内 TEL (34) 6131 松下電器 大阪特機営業所
・名古屋市中央局区内 豊田ビル内 TEL (55) 3181 松下電器 名古屋特機営業所

〔用 途〕

6688/E180F 広帯域オシロスコープ付増巾器
増巾増中器 高周波増巾器

7308/E188CC テレビカメラ初段カスコード
増巾器 電子計算機 周波数計
増中器 高感度フリックフロップ回路

(7308は、6BQ7A, E88CCにそのまま交換出来ます)

圖代表的動作例として…

	6688/E180F	7308/E188CC
プレート供給電圧……………	190V	100V
第2グリッド供給電圧……………	160V	—V
第1グリッド供給電圧……………	+9V	+9V
カソード電圧……………	630Ω	680Ω
プレート電流……………	13±0.8mA	15±0.8mA
第2グリッド電流……………	3.3±0.1mA	—
周波数……………	16.5±2.0MHz	12.5±2.0MHz
伝達率……………	50 G ₁ -G ₂ (dB)	33

nippa

計測器のしにせ

nippaのマークが保証する

性能と品質

10%から12,000Mc まで

デジタルカウンタ

N-180

発振器の周波数・正弦波信号の周期・パルスの幅・パルスの間隔・2信号の周波数比・位相差・遅延時間の測定、電気的信号の計数加算、回転数・回転比・速度・時間・トルク・圧力・POWER・温度・流量の測定

規格

周波数範囲 10%~10.1Mc
 計数時間 0.001, 0.01, 0.1, 1, 10sec
 および手動
 周期測定 0%~10kc

表示桁数 8桁 安定度 5×10^{-8}

(型式検定合格
 W第1131号)

型名	品名	規格	型名	品名	規格
N-180-1	周波数変換器	10%~100Mc	N-170	デジタルカウンタ	6桁, 100kc
N-180-2	周波数変換器	100~220Mc	N-191	デジタルカウンタ	7桁, 1Mc
N-180-3	タイムインターバル	$1 \mu s \sim 10^7 sec$	N-191-1	周波数測定用付加器	100kc~30Mc
N-180-4	ビデオ増幅器	10%~10Mc 40dB	N-990	カウンタ用台車	

新製品

N-180-5 置換発振器

本器はN-180デジタルカウンタ連動して、周波数測定範囲を12,000Mcまで拡大するものです。

規格 測定周波数範囲 10Mc ~12,000Mc
 被測信号 CW, FM, AM, PM
 入力レベル 最大20dBm, 最小0dBm
 確度 CWの場合 約 1×10^{-6}

カタログ呈上



日本電波株式会社

東京都品川区東中延4-1402 TEL 782 1043 0055 0056 3742

古き伝統と新しい技術

コロナモーター



シリーズモーター
シンクロナスモーター
キャパシターモーター

は特に量産しております。

その他 小型モーターと発電機については
御相談下さい。必ず御期待にそいます。



コロナモーター株式会社

東京都目黒区東町52番地 電話 目黒(712)代表3146-⑤

＝代理店＝

(株) 入江製作所
東京都中央区日本橋本町4の7
電 日(241)代表5281

嶋村商店
東京都千代田区神田五軒町42
電 下(831)9953, 4346

吉沢精機工業株式会社
東京都文京区湯島新花町35
電 小(921)1042, 7088
営業所 長野市横町20
電 話 長 野 4601
新潟市下大川前石油企業会館内
電 基 新潟(3)0603

ユタカ電業株式会社
東京都港区芝新橋5の22
電 (501)代表8491-5

日本電化工業社
京都市下京区河原町通り四条下(日生ビル)
電 下(5)2587, 9247

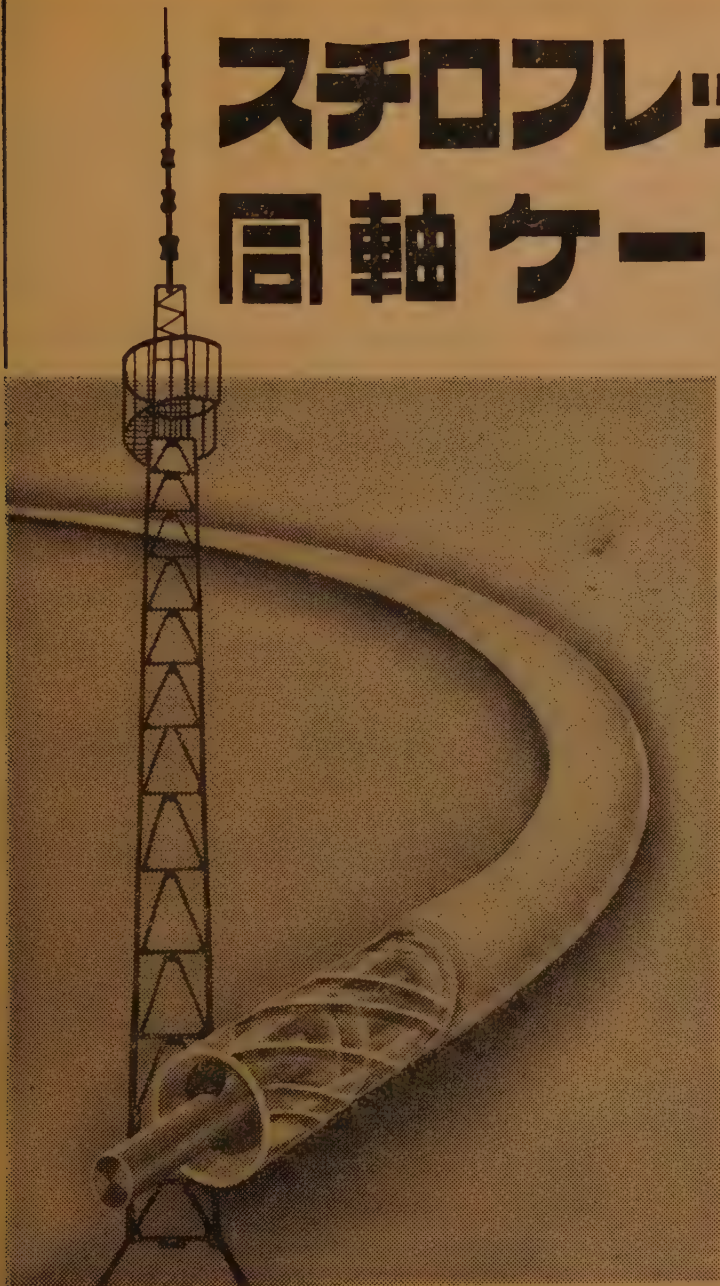
沢電気機械株式会社
大阪市西区上佐堀通り2の8
電 大(44)3715(代表)~9

(株) 西山製作所
大阪市東区瓦町2の15
電 北(23)5755, 229, 448

(有) 入江製作所
名古屋市中区大池町1の48
電 中(24)1621, 6389

岩谷産業株式会社
大阪市東区本町3
電 船(26)3251~5, 8251~5
営業所 東京・名古屋

※ スチロフレックス 同軸ケーブル



特 長

- (1) 可撓性に富んだ接続のない長尺のケーブルである。
- (2) 品質が極めて均一である。
- (3) 低損失である。
- (4) 電気特性の経年変化がない。
- (5) 軽量且つ強靱である。
- (6) 建設及び保安が容易で極めて経済的である。

用 途

各種放送：

TV放送 FM放送 短波放送 STリンク 共同聴視

各種無線通信：

マイクロウェーブリンク
V.H.F 帯無線通信レーダー
宇宙通信 見透外伝播通信



※ Styroflex は Norddeutsche. Seekabelwerk AG. の登録商標であります

大日電線株式会社

本社 大阪市東向島西之町8番地
大阪事務所 大阪市北区梅田(梅田ビル)
支社 東京・名古屋・福岡工場 尼崎・和歌山県箕島

測定器から…

ハイファイまで…

TEN
2SB41
JH3

TEN
2SA10
KBI

TEN
2SA30
KBI

テントランジスタは最新の技術と完全な品質管理により生産されていますから、いつまでも安心してご使用頂けます

- テントランジスタは小型にできているから、ミニチュアセットに適している。
- 高温高質テストにより特殊な用途にも使用可能
- あらゆる種類のトランジスタが揃っているので測定器、ハイファイセットをはじめ各種の電子機器に使用できる。

営業品目

トランジスタ	無線機器
ダイオード	自動車用ラジオ
受信管	テレビ・ラジオ
送信管	原子力機器
X線管	繊維機械
ブラウン管	その他



テン
トランジスタ

神戸工業株式会社

本社 神戸市兵庫区和田山通1の5 電話 5081 (大代表)
東京支社 東京都港区芝田村町5-9 (浜ゴムビル内) 電話東京(501)8431 (代番)~9
営業所 大阪・札幌・仙台・名古屋・広島・福岡

JVE の ガスバラストポンプ

真空乾燥、真空含浸に
水に強く耐久性のある



PKS-030型

性能

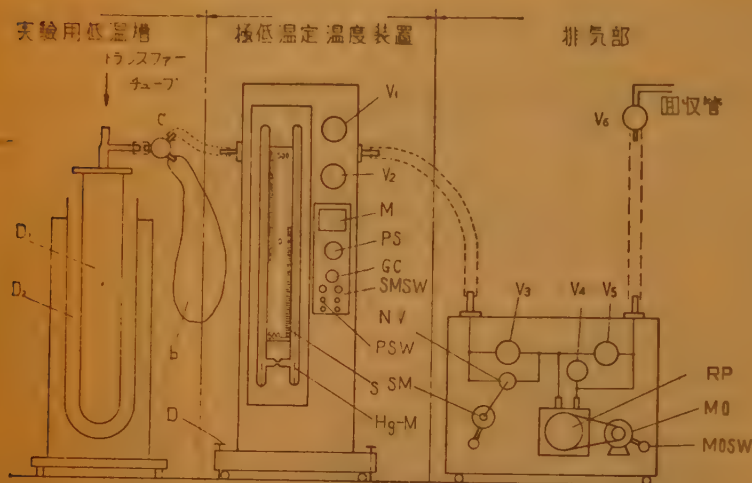
性能 型式	処理水量	排気速度	到達真空度	所要馬力	油量	最少冷却 水量	運転時油温
PKS-030 型	2.5~5 kg/hr	3000ℓ/min	ガスバラスト弁開 0.1~1 Torr ガスバラスト弁閉 0.005 Torr	5HP, 4P	8ℓ	3ℓ/min	70~80°C
PKS-060 型	5~9 kg/hr	6000ℓ/min	ガスバラスト弁開 0.1~1 Torr ガスバラスト弁閉 0.005 Torr	15HP, 4P	20ℓ	5ℓ/min	70~80°C

日本真空技術株式会社

東京営業所 東京都中央区銀座西1~5 (日本生命銀座ビル) 電話 東京(561)2329・6307・2792・7288
 大阪支店 大阪市北区梅田7 (梅田ビル) 電話 大阪(36)6951~3
 日立出張所 日立市宮田町戸の内6~3 電話 日立(2)2389

極低温定温度装置

CTR-101



記号 品名

D ₁	液体He用デュワー瓶
D ₂	液体N ₂ 用デュワー瓶
C	三万コック
B	気体He溜め用風船
b	極低温定温度装置固定用脚
Hg-M	H型水銀マンオメーター 圧力変動検知器
S	H型水銀マンオメーター スライドスケール板
V ₁	極低温定温度装置 ストップバルブ
V ₂	マンオメーター真空部 ストップバルブ
V ₃	排気系手動バルブ
V ₄	排気ガス放出バルブ
V ₅	回収管直結バルブ
V ₆	回収管手元バルブ
NV	ニードルバルブ
SM	サーボモーター
RP	ロータリーポンプ
M0	ロータリーポンプ駆動モーター
M0.SW	モーター-SW
PSW	極低温定温度装置電源SW
S.M.SW	サーボモーター-SW
G.C	増幅部ゲインコントロール
P.S	圧力設定用ヘリポット
M	ニードルバルブ開閉指示計

動作原理

極低温槽（二重筒法）内に充填された冷却液体（液体ヘリウム、液体酸素、液体窒素、液体酸素）の温度と液面上の気化ガス圧とが平衡状態になり、その一定の熱力学関係が成立して、槽内のガス圧を所定の圧力に維持させることが出来れば、液体温度を定温に維持し得ます。

上記原理に基づき極低温槽内の気化ガスを回転ポンプにて排気し、その途中で流量調整バルブのコーンスタンスを変化させて、気化ガス量と排気ガス量の平衡点を求め、その圧力における定温度を作り出す。

定 格

1. ガス圧調整範囲 20~1000mmHg
2. 対応する温度調整範囲
液体ヘリウム 2.0~4.5°K
液体酸素 14.0~21.2°K
液体窒素 64.0~79.4°K
液体酸素 66.0~92.0°K
3. ガス圧の変動検知感度 1mmHg
4. 対応する温度変動検知感度（ヘリウム）
液温 4.5°K にて 0.0012°K 以下の精度
3.5 " 0.0023°K "
2.5 " 0.0067 " "
2.0 " 0.014 " "
5. 真空ポンプの排気量 100ℓ/min
6. ガス排気量調整範囲 0~80ℓ/min
7. 所要電源 AC 100V 50. 60cps

株式会社 **ダン科学電子研究所**

東京都荒川区日暮里9-1057 TEL (821) 5101(代)

ダン科学の超高真空用製品

SERIES NO. 1

超高真空度測定用電離真空計管

超高真空度測定用として開発された Bayard-Alpert 型イオン・ゲージを少し小型にしたものであります。製作時に於て、電極処理、バルブ処理等に十分な考慮がはられ、感度測定は副標準電離真空計管 (JIS・B・8318) にて校正されております。

◆ 測定範囲

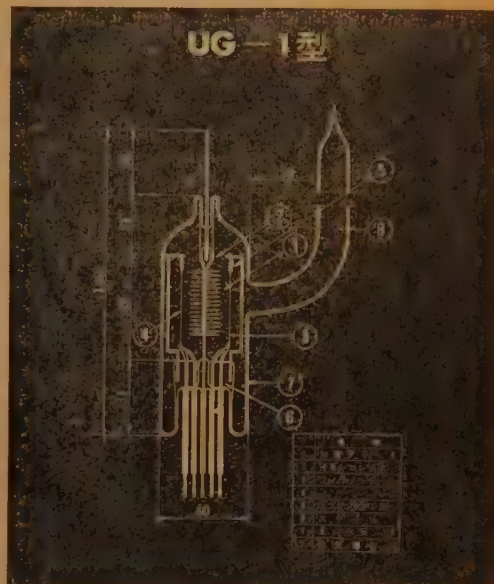
$10^{-8} \sim 10^{-11}$ mmHg

◆ 感 度 (S)

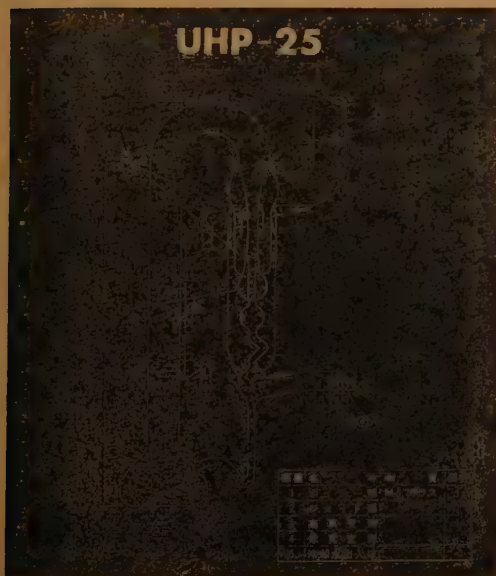
13~14

◆ ガラス モリブデンガラス ($\alpha=48 \times 10^{-7}$)

UG-1型



UHP-25



超高真空用水銀拡散ポンプ

特に超高真空用として、電気通信研究所にて設計された水銀拡散ポンプであります。超高真空用トラップと併用すれば 10^{-10} mmHg 以上の真空度を容易に得ることが出来ます。従って、ロータリーポンプ、水銀拡散ポンプ間に 2l/sec 程度のリザーバーを置くことにより、数日間ロータリーポンプを動作させずに実験出来る特徴をもっております。

◆ 排気速度 15l/sec

◆ 背 圧 1mmHg以下

◆ 超高真空用コールドトラップ ◆ 活性アルミナトラップ ◆ グリースレスコック ◆ ヒックマンポンプ

株式会社 **ダン科学電子研究所**

東京都荒川区日暮里町9-1057 TEL (821) 5101 (代)



MEW



あなたの
ラジオにぜひ
お取り付け下さい

日本短波放送が楽に受信できる NSB クリスタール

短波放送を受信する時、ダイヤルの幅が狭くて調節するのが少し面倒なことは、皆様ご経験のことです。

この短波受信の時のなやみを一挙に解決したのが、NSBクリスタールです。

これは、日本短波放送（NSB）の周波数に合わせた三つの水晶発振子の働きを利用したもので、受信状態も安定し、感度もあがり、混信もなくなるほか、雑音は減少するし、フェーディングも少なくなります。

●どんな受信機にも取り付けられます

このNSBクリスタールは2バンド以上のスーパー受信機ならば真空管式でもトランジスタ式でも取り付けられます。

NSBクリスタールには、P形とS形の二種類があって取り付け方法がちょっと違いますが、どなたにでも簡単なハンク付けで取り付けられて、充分効果的な性能を発揮します。

株式会社

明電舎

東京、大阪、名古屋、福岡、札幌、金沢、仙台、高松、広島、八幡

電 線 と

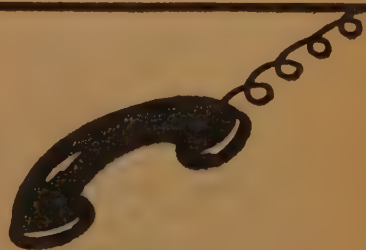
ケ ー ブ ル

日 本 電 線



本 社 東京都中央区西八丁堀2の1の1 電話(551) 6471 (代)
営 業 所 大 阪・名 古 屋・福 岡・仙 台・札 幌
工 場 東 京・川 崎・熊 谷

地方取引特ニ歡迎
在庫豊富・即納



計 測 器 ・
電 話 機 ・ 交 換 機 ・ 諸 部 分 品
架 線 用 ・ 諸 材 料
ケ ー ブ ル 電 線 ・ 工 事 用 諸 材 料

早く・安く・よい品を！

株 式 会 社 山 西

本 社 大 阪 市 浪 速 区 恵 美 須 町 2 丁 目 2 7 番 地
電 話 大 阪 (64) 5 番・6 番・7 番・18 番・19 番
出 張 所 東 京 ・ 広 島

振替口座
大阪五番



最高の
技術を誇る



アンテナのアンテナ

各種高性能通信用アンテナ
レーダー用アンテナ
放送用アンテナ
サテライト局各種アンテナ
方向性結合器・分波器
テレビジョン受像用アンテナ
特殊アンテナ・アンテナ附属品
アンテナ柱・鉄塔・製作工事
テレビ据付・共聴工事及サービス



ラジオ放送用アンテナ
台碍子取換工事の状況
(西日本放送高松送信所殿)



アンテナの
総合メーカー

安展工業株式會社

本社・工場 川崎市中丸子川向1202番地 電話 中區(047)代表 6183
東京営業所 東京都千代田区神田 錦橋2-9 電話 九段 331 代表 0566
大阪営業所 大阪市北区曾根崎上1-5-0 電話大阪(34)6971-3, (86)7684



火花消去に

シスター

最も安定度の高い

石塚電子の半導体製品

火花消化・異常電圧保護・
定電圧用・その他



石塚電子株式会社

東京都江戸川区小岩町2-2916 電話 6571633(代)

小型メーターリレー



WR-65N型

60×60×80



WO-3 型



40×50

原 理 メーターリレーは可動コイル型の計器リレーで直流の電圧電流で動作させる外整流器と組合せ交流で熱電対と組合せ高周波で光電池と組合せ光で動作できます。

用 途 真空管回路の保護、電源電圧の自動調節、温度、回転数、過負荷、周波数制御の外火災警報、機器絶縁異常警報、その他広く使用できます。

◎大型無接点メーターリレーも製造しております。

(カタログ見)



渡辺電機工業株式会社

東京都渋谷区神宮通二ノ三六番地

電 話 青 山 (401) 2 2 8 1・6 1 4 1~4

デジタル計測の小野測器
＝小型・軽量・すぐれた性能＝
 ● 分解能 1.2 MC / s
 ● 電源 D. C. 12V (7 W)
 ● 2 年間無償保証

特長 ● 長時間の連続使用でも極めて安定
 ● 電源は交直両用のため交流電源のない車上、僻地でも使用可能
 ● 小型・軽量のため携帯に便利

性能 ● 測定範囲 (周波数) D.C.~1.2 MC/s
 (回転数) 0~600,000 rpm
 ● 回路方式 全トランジスタ10進法, 5桁
 ● 測定時間 10μs, 100μs, 1ms
 10ms, 100ms, 1s, 10s
 ● 電 源 D.C. 12V 及び A.C. 100V
 (50~60%)
 ● 寸法・重量 230×215×310mm 6.5 kg



Q-171型 トランジスタ式
自動計数器

電子管式及びトランジスタ式計数器及各種
ピックアップ、回転計その他応用装置



株式
会社

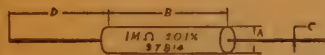
小野測器製作所

東京都大田区下丸子257 Tel.

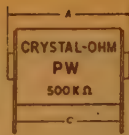
(738)1900
 (731)9937
 (731)8866



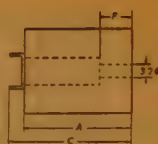
精密捲線抵抗器



P T 型



P W 型



P B 型

型名	P T	PT-1	PT-3	PTS	PTL
寸法 mm	A 13 B 38 C 1 D 50	20 38 1 50	8 30 1 30	8 70 1 50	8 100 1 50
抵抗値範囲	Rmax RN 1 MΩ RA 150 KΩ .05% 1% Rmin .25% .5% 1%	2 MΩ 400 KΩ 25 Ω 10 Ω 5 Ω 1 Ω 0.1 Ω	150 KΩ 25 KΩ 50 Ω 20 Ω 10 Ω 2 Ω 0.1 Ω	800 KΩ 150 KΩ 50 Ω 20 Ω 10 Ω 2 Ω 0.1 Ω	1 MΩ 200 KΩ 25 Ω 10 Ω 5 Ω 1 Ω 0.1 Ω
定格電力 W	W40 W20	1 0.5	2 0.3	0.5 0.5	1 0.75
最大加電圧 V	F 1000	1500	270	900	1200
仕切	数 4	4	2	8	12

型名	P W	PW-1	PW-2	PW-3	P B	PB-1
寸法 mm	A 32.5 B 20 C 27.5 D 17 E 7 F 4	57.5 20 52.5 17 7 4	32.5 25 27.5 17 4.5 4	57.5 25 52.5 17 4.5 4	28 22 32 12 7 8.5	12 17 14.5 9 5.5 5
抵抗値範囲	Rmax RN 1 MΩ RA 200 KΩ 0.05% 0.1% 0.25% 0.5% 1%	2 MΩ 400 KΩ 25 10 5 1 0.1	2 MΩ 400 KΩ 25 10 5 1 0.1	5 MΩ 1 MΩ 25 10 5 1 0.1	1 MΩ 200 KΩ 25 10 5 1 1	250 KΩ 50 KΩ 50 20 10 2 1
定格電力 W	W40 W20	1 0.5	3 1.5	1.5 0.8	2.5 0.5	1 0.3
最大加電圧 V	E 1000	2000	1200	2000	1000	270
仕切	数 4	4	4	4	0	0

Rmax 最大抵抗値, Rmin 最小抵抗値, RN 抵抗温度係数 $+1.3 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ (0.1%以下 2×10^{-3}), RA $\pm 0.2 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$, W40 温度上昇 40°C , W20 温度上昇 20°C

●ステアタイトボピンは S T と型名に記入下さい

カタログ贈呈

真下製作所

渋谷区恵比寿西1丁目18 電話 (461) 0712, 8037

TOKYO ATOMIC

PC-IV

α線格子付電離箱



本装置は放射性物質のα線壊変数の定量とエネルギー分布を行うもので放射化学、環境衛生、医学等の分野での御使用が最適であります。本測定を行うには当社規格γ線スペクトロメータの計数部の御使用をおすすめします。



東京原子工業株式会社

東京都品川区五反田1の429 TEL (441) 1176 代表



総代理店

安宅産業株式会社機械第一部原子力課

本社 大阪市東区今橋5の14 TEL (23) 8461
東京支店 東京都千代田区大手町1の4 TEL (201) 6411
名古屋支店 名古屋市中区圓井町2の1 TEL (23) 2161



日本一の量産を誇る...

月世界はパーツが征服します 御家庭
中のエレクトロニクスから育ちます
そのパーツ.....

マルコン=コンデンサ

東京電器株式会社

販売代理店

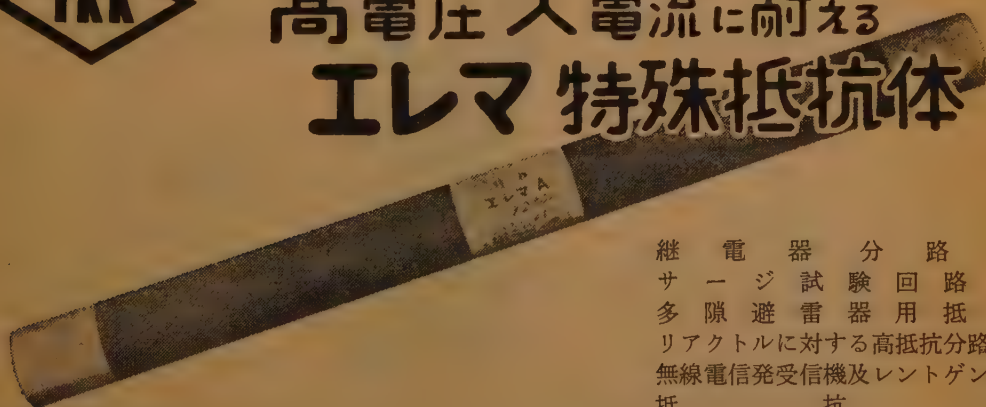
東京無線器材株式会社
株式会社 十一電気商会

東京・中央区日本橋本町4～9 (201)9494 (代)
大阪・北区絹笠町50堂島ビル (34) 8720
山形・長井市 宮 1 5 6 0 (長井) 2131(代)

東京・千代田区神田松佳町4 (251)3667・1793 (291)6152
大阪・南区高津町3～38 (75) 4107・6098



高電圧大電流に耐える
イレマ 特殊抵抗体



継電器分路用
サージ試験回路用
多隙避雷器用抵抗
リアクトルに対する高抵抗分路用
無線電信発受信機及レントゲン機
抵抗

東海高熱工業株式会社

本社 東京都千代田区神田旭町2大蓄ビル 電話 (251)5131(代)
営業所 大阪・名古屋・福岡・富山・広島・仙台
工場 名古屋・京都

新しい時代を創る / 性能



フクダ心電計
無線搬送心電計
ベクトルスコープ
医用電子装置
工業用計測器



フクダの医用電子 製品

- カタログは広報課まで御請求下さい。
- トランジスター 心電計
- トランジスター 心音計

フクダ医療電機株式会社

東京都台東区池ノ端七軒町7 (821)4096, 6576-7, 6868(夜)

■出張所

札幌市	北十四条西4丁目	3	1867
仙台市	北四番丁9-4	2	4291
金沢市	牛石引町5-6	2	5850
広島市	宝町4-3-2	3	2304
岡山市	大供養町2ノ253	3	5466
福岡市	大学前町1ノ1116	65	2144

■出張所

熊本市	筑町23	2	2759
鹿児島市	山下町4-7	2	4817
新潟市	白山通1ノ401	2	7828
水戸市	鉄砲町1136		2381
宇都宮市	本町4		1489
前橋市	岩神町221ノ12		6563

■フクダ 医療電機販売株式会社

大阪市	西区堀南通4ノ11岡崎ビル	44	2102
京都市	上京区今出川通寺町西入ル	23	4472
徳島市	幸町3-5-3	(2)	8644
横浜市	西区杉山町2馬田ビル	44	6875, 6947
静岡市	皇町4-2	(2)	2297
名古屋市	中区板橋町1ノ32	(24)	9089

ひずみ・応力の測定は勿論ですが……

殆ど全ての物理量を測定でき、自動制御にも応用できる便利な計測器です。

ひずみ計の用途は……

荷重の計測・記録・制御に

クレーンスケール、ホッパースケール等の計量機、コンベア流量計、圧延力計等

圧力の計測・記録・制御に

各種の圧力計、差圧流量計、液面計等

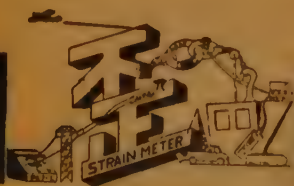
実験研究用として各種の測定に

材料及構造物の試験、トルク、偏位、加速度、振動等の測定に益々効用が認められ、合理化の促進に役立っております。



AS6-K型 多点歪自動記録計

- X-Yレコーダ応用の高性能
- 1測定点当り30プロット・100点までの打点記録
- 1測定点毎にまとめた記録が得られる
- 1プロット4秒の高速度
- 自動的に測定を繰返すサイクリング動作



抵抗線歪計

(誌名御記入の上カタログ御請求下さい。)

新興通信工業株式会社

本社・工場 神奈川県逗子市桜山 760 電話(逗子)3511(代表)
東京営業所 東京都台東区御徒町1-8 電話(831)4324-9077-9304
大阪営業所 大阪市東区本町5-7 電話(26)0819-9225
名古屋営業所 名古屋市中区末広町1-6 電話(20)3944・(23)2054
福岡営業所 福岡市下東町1 電話(2)4179

アルミニウム表面処理専門

○(特許)アルミニウム超硬質処理 (耐絶縁性, 耐腐蝕性, 耐磨耗性) 等に最適

○アルミライト法に依る装飾及び防錆処理一式 (白色, 金色, 銀色, 黒色, 原色, パール, その他各種色彩メッキ及び梨地仕上
塗装下地用アルマイト処理
特殊導通処理)

○鍍金処理 (アルミニウム及びアルミ合金に各種電気メッキ)

電化皮膜工業

東京都大田区今泉町 259 番地 TEL (731) 3169
(738) 0825

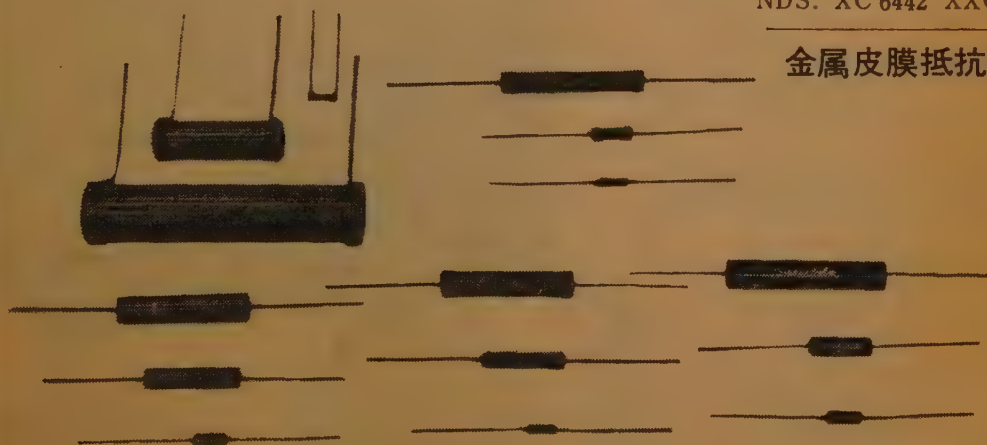
Correctohm

炭素皮膜抵抗器

(♢) No. 7109

NDS. XC 6442 XXC 6441

金属皮膜抵抗器



音量調整器・測定用・高周波・低周波・可変減衰器



東京光音電波株式会社

本社工場 東京都世田谷区上馬町 3-1043 TEL (414) 代表 103
渋谷工場 東京都渋谷区宇田川町 53 TEL (461) 1018, 1573, 9635.

NICUM

電気機器 真空 (ワニ)

の絶縁を完全にする 乾燥・含浸装置 ・コンパウンド含浸装置)

主なる 愛知電機 中国電力・安川電機
納入先 沖電機・三菱電機・北辰電機 住友機械
東洋レーヨン・オリジン電機 三洋電機

日空工業株式会社

本 社 大阪市西区江戸堀南通 3 の18
電話土佐堀(44)181.9512~4
東京 東京都台東区二長町 1 (東神ビル)
出張所 電話下谷 (831) 2161 (代表)

Pontos

NIKKO DENKIKIZAI CO. LTD

トランジスタ 静特性試験装置



日本電気機材株式会社

本 社・工 場 京都市中京区西ノ京上合町 1 7
電 話 (84)4396-8(82)0395-6
東京サービス 東京都千代田区神田司町 2-1 5
ステーション 電 話 (231) 2 7 3 6

本器は、トランジスタの挿入によって、直ちに定電流電圧特性の測定を自動的に開始し、一定間隔を置いて逐次各電極間に自動的に切替えて測定を行い、トランジスタを抜くとすぐに別のトランジスタを挿入できる状態に復帰します。

ご希望の方はカタログご請求下さい

FPUパラボラ遠隔制御装置

TP18-1型NHK納入
東京タワー鉄塔150m上に
取付けられた回転パラボラ
四装置の中一台を示す

用途

本装置はTV放送局において、TV映像の移動、中継局よりの受信に使用するパラボラ空中線装置で一組又は四組のパラボラ装置を鉄塔上に設備し遠隔制御により任意の移動中継局よりの映像受信を全方向カバーすることができる。

規格

- (1) 使用周波数 6875Mc~7125Mc
- (2) 利得 35db
- (3) VSWR 1.1以下
- (4) 開口径 4呎(開口径6呎にも使用出来る)

重量

パラボラ、回転装置を含み1組の重量は約450kgである。

株式会社 **加藤電気工業所**

東京都北区東十条2-6
電話 王子(911) 3672・0093・(919)2230

光と電気を結ぶ HTVの

光電子増倍管

PV31A



光電管

PV16



6199



カタログ進呈 (乞誌名記入)

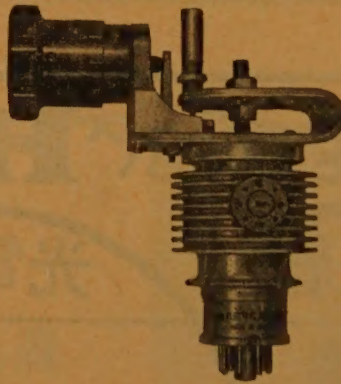
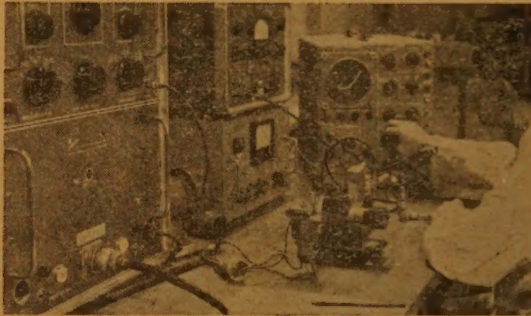
浜松テレビ株式会社

本社・工場 浜松市海老塚町456番地 TEL浜松(2) 3688・7716
東京事務所 東京都港区芝高輪西台町1番地(日興三田ビル)
TEL.(442) 6101 ~ 9 (代表) 6586 (直)

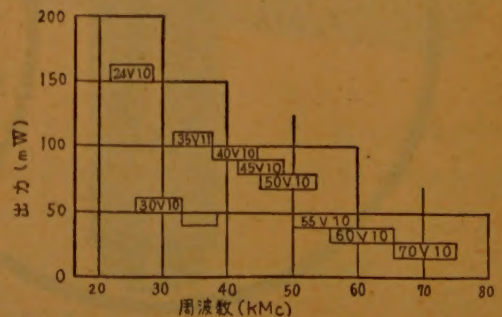


創業80周年

20,000Mc→75,000Mcまで 耗波管シリーズ完成!!



テレコミュニケーションとエレクトロニクスのトップメーカー沖電気では 耗波管シリーズの完成を急いでいましたが 右の図表に示すように 10種のクライストロンにより 20,000 Mc~75,000 Mc まで切れ目なく発振することに成功しました。



沖電気工業株式会社

東京都港区芝高浜町10 TEL東京(451)2191.9271

DC~60MC

これが61年型の

シンクロスコープです

岩崎のシンクロスコープ

国内最大のシンクロスコープ専門メーカーの岩崎通信機は、いよいよDC~60MCの広帯域型シンクロスコープSS-562の販売を開始しました。

SS-5602

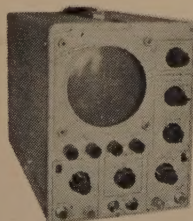
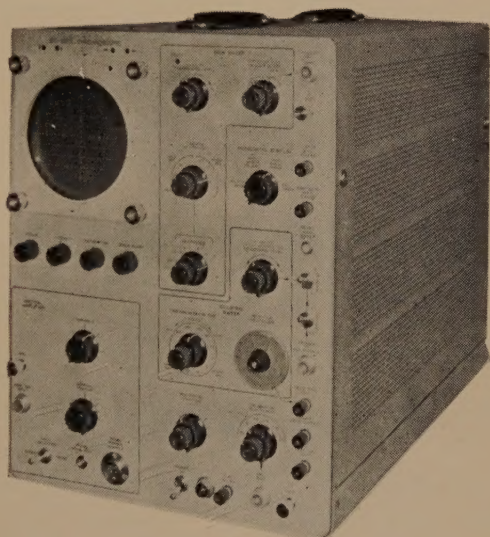
SS-5602の性能

ブラウン管 5BHP2
感 度 0.05V/cm~0.2V/cm
周波数特性 DC~60MC-3dB
掃引速度 拡大器を含め
0.02μsec/cm~12sec/cm
校正電圧 0.15mv~50V
寸 法 350W×450H×720L

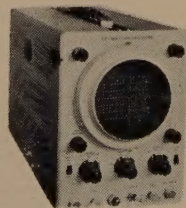
又、新製品として、5吋ブラウン管を使用した、DC~5MCのSS-5051
DC~2MCのSS-5022
も加わりました。

このほか、次の種類のシンクロスコープがあります。

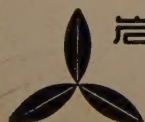
DC~4MC SS~3041 ミゼット タイプ
DC~5MC SS~5052 ポータブルテレビ用
DC~10MC SS~5102 プラグインシステム
DC~15MC SS~5151 スタンダード
・ SS~5152 スタンダードテレビ用
・ SS~5154 南方向
・ DS~5155 2ビーム プラグイン
DC~30MC SS~5302 プラグイン システム
DC~1MC MS~5012 メモリープラグインタイプ
エレクトロニクスの凡ゆる分野で活躍している岩崎のシンクロスコープを御用命下さい。



SS-5051
DC~5MC



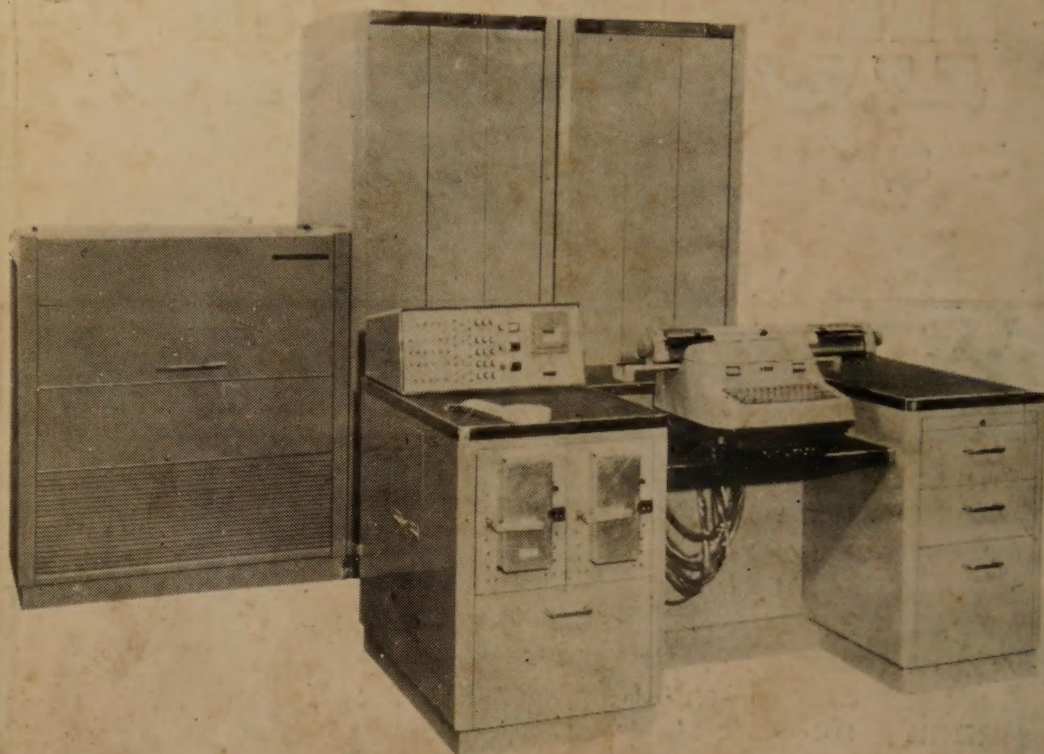
SS-5022
DC~2MC



岩崎通信機株式会社

カタログ等お問合せは営業所又は出張所に
お願いします。

東京営業所 東京都中央区日本橋通り1の6 浅野不動産ビル
電話 (271) 0461~8・0471~7
大阪営業所 大阪市東区淡路町5の2 長谷川ビル
電話 (23) 1616 (代表)
本社及工場 東京都杉並区久我山2丁目710 電(391)2231 (代表)
出張所 札幌・仙台・金沢・名古屋・広島・福岡・熊本



MELCOM-1101F

三菱科学用計算機

特長

- 遅延線形ドラムを使用しているので演算をグループで行なえます
- 演算高速化装置“FLORA”が付いているので 乗除算 浮動小数点演算 分類演算の速度が非常に速い
- 微分解析機 DDA を付加しますと大規模な自動微分解析機として使用できる
- 入力 出力 演算の3動作が同時に実行できる



三菱電機株式会社

本誌の転載は自由ですが出所を明記すると共に転載誌を2部学会へ送付して下さい。

Free to reprint, in the condition that the publisher receive two copies of reprint

定価 1部 280円

昭和三十六年十月二十五日発行 (二十五日発行)
二ノ八(摩山閣ビル)
東京港区赤坂溜池町五番地
振替口座東京・三五三〇番
振替口座東京・一六五四九七